

Entwurf, Modellbildung und Realisierung einer  
Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung im Stator und Rotor

DISSERTATION  
zur Erlangung des Grades eines Doktors  
der Ingenieurwissenschaften

vorgelegt von  
Arthur Grün, M.Sc.

eingereicht bei der Naturwissenschaftlich-Technischen Fakultät  
der Universität Siegen  
Siegen 2023

Betreuer und erster Gutachter  
Prof. Dr.-Ing. Mario Pacas  
Universität Siegen

Zweiter Gutachter  
Prof. Dr.-Ing. Elmar Griese  
Universität Siegen

Tag der mündlichen Prüfung  
18.07.2023

# Vorwort

Die hier vorliegende Arbeit ist während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter an der Fakultät für Ingenieurwissenschaften der Hochschule für Technik und Wirtschaft des Saarlandes entstanden.

Mein ganz besonderer Dank gebührt Herrn Prof. Dr.-Ing. Mario Pacas. Durch seine Bereitschaft mich als externen Doktorand aufzunehmen wurde diese Arbeit erst ermöglicht. Weiterhin möchte ich mich für seine stetige Unterstützung und seine wertvollen Hinweise beim Fortgang dieser Arbeit bedanken.

Bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Elmar Griese möchte ich mich für die Übernahme des Koreferates und dem damit verbundenen Interesse an dieser Arbeit bedanken.

Bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Vlado Ostović möchte ich mich ebenfalls auf das herzlichste bedanken. Mit seinem offenen Ohr für meine Fragestellungen und seinen wertvollen Impulsen hat er diese Arbeit stets bereichert.

Ich danke auch der Firma Fuchs GmbH aus Saarbrücken, im besonderen Herrn Rudolf Daub, der mich beim Versuchsmaschinenbau unterstützt hat und auf meine Fragen stets die passende Antwort hatte. Ebenfalls gebührt großer Dank Herrn Arnim Blaes und Herrn Christoph Beisecker, die mich im hohen Maß bei der konstruktiven Umsetzung in der hochschulinternen Werkstatt unterstützten. Weiterhin möchte ich mich für die angenehme und produktive Zusammenarbeit bei Herrn Klaus Friedrich und Herrn Martin Scheib bedanken.

Mein Dank gilt an dieser Stelle meinen Eltern. Dank ihnen haben sich meinem Bruder und mir viele Wege im Leben angeboten sowie Chancen aufgetan. Von ganzem Herzen möchte ich mich auch bei meiner Ehefrau Donata und unseren Kindern bedanken. Für die liebevolle Unterstützung und die Geduld dafür, dass sie mich bei der Bearbeitung dieser Arbeit sehr häufig und lang andauernd entbehren mussten.

Arthur Grün

# Kurzfassung

Allgemeines Ziel der vorliegenden Arbeit ist es, einen detaillierten Blick auf eine zahnspulenbewickelte Asynchronmaschine im Stator und Rotor zu werfen. Ein besonderer Schwerpunkt liegt hierbei auf der Betrachtung eines neuartigen, mehrphasigen und zahnspulenbewickelten Aufbaus des Rotors und der damit einhergehenden Vorteile.

Ausgangspunkt für die Auslegung und weitere Betrachtung stellt die klassische analytische Maschinenbetrachtung am Netz dar. Unter Zuhilfenahme der resultierenden Luftspaltgrößen der Durchflutungsverteilung und magnetischen Flussdichte sowie des analytischen Ersatzschaltbildes, welches als Bezug die elektrischen Klemmen der Maschine heranzieht, wird das Maschinenverhalten auf das resultierende Drehmoment allgemein modelliert. Die Aktivteillänge, die bei konstanter Gesamtlänge der Maschine bei der zahnspulenbewickelten Asynchronmaschine deutlich größer ausfallen kann, wird als ein wichtiges Auslegungskriterium aufgezeigt. Zusätzlich wird die elektrische Rotor-schaltung, welche einen großen Einfluss auf den resultierenden Drehmomentverlauf der Maschine nimmt, zwischen einer Sternschaltung und einer kurzgeschlossenen Zahnspule unterschieden und deren Vor- und Nachteile herausgearbeitet.

Bezugnehmend auf den analytischen Maschinenentwurf werden einige vielversprechende Maschinenauslegungen näher berechnet. Diese werden unter Zuhilfenahme der numerischen Finite-Elemente-Methode im Detail auf ihr Drehmomentverhalten und ihre Drehmomentwelligkeit hin untersucht. Nach diesen Detailberechnungen wird eine vielversprechende Maschinenauslegung ausgewählt und der Entwurf, die Berechnung sowie die Realisierung einer Versuchsmaschine im Detail dokumentiert. Die realisierte Versuchsmaschine wird in wichtigen Betriebspunkten vermessen und die Messergebnisse sowie deren Abweichungen zu den berechneten und simulierten Werten hin diskutiert. Zusätzlich wird die Versuchsmaschine mit zwei Referenzmaschinen, die einen klassischen verteilten Wicklungsaufbau mit Kurzschlussläufer besitzen, theoretisch verglichen.

# Abstract

The general objective of the present thesis is to take a detailed look at a tooth wound induction machine in the stator and rotor. Special emphasis is placed on the consideration of a multiphase and tooth wound rotor design and its associated advantages.

The starting point for the design and further consideration is the classical analytical machine consideration on the power system. With the help of the resulting air gap values of the magnetomotive force and magnetic flux density as well as the analytical equivalent circuit which uses the electrical terminals of the machine as a reference, the machine behavior is generally modeled on the resulting torque. The length of the active part, which can be significantly greater for a single-tooth winding induction machine if the overall length of the machine is constant, is worked out as an important design criterion. In addition, the connection of the rotor winding, which has a major influence on the resulting torque curve of the machine, is distinguished between a m-phase star connection and a short-circuited toothed coil, and their advantages and disadvantages are worked out.

Referring to the identified analytical machine design, some promising machine designs are calculated in more detail. These machine designs are examined in detail for their torque behavior over speed and torque ripple with the aid of the numerical finite element method. After these detailed calculations, a promising machine design was selected and the design, calculation and realization of a prototype machine were documented in detail. The realized prototype machine is measured at important operating points and the measurement results as well as their deviations from the calculated and simulated values are discussed. In addition, the prototype machine is compared theoretically with two reference machines which have a classic distributed winding design with a squirrel-cage rotor.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>4</b>
<b>2</b>	<b>Zur Beschreibung der Wicklungen elektrischer Maschinen</b>	<b>11</b>
2.1	Allgemeines . . . . .	11
2.2	Wicklungsfaktor . . . . .	16
2.2.1	Sehnungsfaktor . . . . .	17
2.2.2	Zonenfaktor . . . . .	19
2.2.3	Schrägungsfaktor . . . . .	20
2.3	Strombelag und Durchflutungsverteilung . . . . .	23
2.4	Mehrphasiger Wicklungsaufbau . . . . .	26
2.5	Nutenstern und Spannungstern . . . . .	30
2.6	Oberwellenstreuung . . . . .	34
2.7	Zahnspulenaufbau . . . . .	39
2.7.1	Einteilung von Zahnspulenumwicklungen . . . . .	40
2.7.2	Realisierbarkeit einer Zahnspulenumwicklungen . . . . .	43
2.8	Zusammenfassung . . . . .	48
<b>3</b>	<b>Modellbildung der Asynchronmaschine mit Zahnspulenumwicklung</b>	<b>50</b>
3.1	Fourier-Analyse der Durchflutungsverteilung . . . . .	50
3.2	Berechnung der Spulenwiderstände . . . . .	54
3.3	Bestimmung der Induktivitäten . . . . .	58
3.3.1	Hauptinduktivität . . . . .	58
3.3.2	Nutstreuinduktivität . . . . .	60
3.3.3	Zahnkopf-Streuinduktivität . . . . .	72
3.3.4	Spulenkopf-Streuinduktivität . . . . .	74
3.4	Durch die Oberwellen des Feldes verursachte Drehmomente . . . . .	75
3.4.1	Asynchrone Drehmomente . . . . .	76
3.4.2	Synchrone Drehmomente . . . . .	81

3.5	Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine . . . . .	83
3.5.1	Ersatzschaltbild für das Grundfeld . . . . .	84
3.5.2	Ersatzschaltbild für das Grundfeld und die Statoroberfelder . . . . .	85
3.6	Zusammenfassung . . . . .	87
<b>4</b>	<b>Allgemeine Auslegung einer Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung</b>	<b>88</b>
4.1	Hauptabmessungen . . . . .	88
4.2	Aktivteillänge . . . . .	93
4.3	Wicklungsentwurf . . . . .	95
4.3.1	Stator . . . . .	103
4.3.2	Rotor . . . . .	104
4.3.3	Mechanischer Aufbau der Rotorwicklung . . . . .	106
4.3.4	Anfahrverhalten . . . . .	107
4.4	Allgemeines zur Kühlung . . . . .	109
4.5	Zusammenfassung . . . . .	112
<b>5</b>	<b>Maschinenvergleich</b>	<b>114</b>
5.1	Statorwicklung . . . . .	116
5.2	5-phasiger Rotoraufbau . . . . .	117
5.2.1	Lochzahl $q=1$ . . . . .	117
5.2.2	Lochzahl $q=1/2$ . . . . .	124
5.2.3	Lochzahl $q=1/4$ . . . . .	130
5.3	7-phasiger Rotoraufbau . . . . .	135
5.3.1	Lochzahl $q=1$ . . . . .	135
5.3.2	Lochzahl $q=1/2$ . . . . .	141
5.3.3	Lochzahl $q=1/4$ . . . . .	145
5.4	Zusammenfassung . . . . .	150
<b>6</b>	<b>Entwurf und Realisierung einer Versuchsmaschine</b>	<b>151</b>
6.1	Allgemeines zum Aufbau der Versuchsmaschine . . . . .	151
6.2	Bestimmung der Hauptabmessungen . . . . .	152
6.3	Stator der Versuchsmaschine . . . . .	153
6.3.1	Stator Wicklungsentwurf . . . . .	153
6.3.2	Auslegung Statorblech . . . . .	154
6.3.3	Realisierung Stator . . . . .	156

6.4	Rotor der Versuchsmaschine . . . . .	162
6.4.1	Rotor Wicklungsentwurf . . . . .	162
6.4.2	Auslegung Rotorblech . . . . .	163
6.4.3	Realisierung Rotor . . . . .	164
6.5	Maschinenwelle . . . . .	168
6.6	Gehäuse und Montage der Versuchsmaschine . . . . .	170
6.7	Zusammenfassung . . . . .	174
<b>7</b>	<b>Experientelle Ergebnisse</b>	<b>175</b>
7.1	Erstinbetriebnahme . . . . .	175
7.2	Drehmoment-Drehzahlkennlinie . . . . .	177
7.3	Theoretischer Vergleich der Versuchsmaschine . . . . .	180
7.4	Zusammenfassung . . . . .	185
<b>8</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>187</b>
<b>9</b>	<b>Formelzeichen</b>	<b>190</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>192</b>

# 1 Einleitung

Die Zahnspulenwicklung, bei der die Spulenweite genau einer Nutteilung entspricht, hat sich im Laufe der letzten Jahre im Bereich der elektrischen Maschinen immer weiterentwickelt. Diese Wicklungstechnologie stellt eine Sonderform der Bruchlochwicklung dar, bei der die Lochzahl  $q \leq 1$  ist. Dabei ist diese Art des Wicklungsaufbaus zeitlich gesehen keine aktuelle Erfindung. Bereits 1895 wurde dieser Aufbau im Deutschen Reichspatent 92958 näher beschrieben [1, 54]. Diese Wicklungsart wird besonders häufig im Bereich der „bürstenlosen AC- und DC-Maschinen“ eingesetzt. Der mechanische Aufbau dieser bürstenlosen Maschinen entspricht dem einer Synchronmaschine mit einer Drehfeldwicklung im Stator und einer Felderregung im Rotor, welche üblicherweise bei der Zahnspulenwicklung mittels Permanentmagneten realisiert wird. Die Bezeichnung „bürstenlose AC-Maschine“ bezieht sich auf eine Synchronmaschine, welche einen sinusförmigen Luftspaltfluss und eine sinusförmige Polradspannung aufweist. Wird diese Maschine mit einem sinusförmigen Strom gespeist, so entsteht ein konstantes Drehmoment. Die „bürstenlose DC-Maschine“ kennzeichnet sich durch einen trapezförmigen Luftspaltfluss und eine trapezförmige Polradspannung. Somit wird bei diesem Maschinentyp eine rechteckige Stromspeisung benötigt um ein Drehmoment mit geringer Welligkeit zu erzeugen [53].

Elektrische Maschinen mit einer Zahnspulenwicklung und einer Permanentmagneterregung sind in kleinen Leistungsklassen bereits schon länger im Einsatz. So zum Beispiel im Bereich der Lüfter- und Festplattenantriebe. Inzwischen ist diese Wicklungstechnologie aber auch im Bereich der Haushaltsgeräte wie z.B. Waschmaschinen, akkubetriebener Gartengeräte und in Werkzeugen wie z.B. dem Akkuschrauber anzutreffen. Auch im größeren Leistungsbereich ist dieser Maschinentyp zu finden. So zum Beispiel als Antriebsmaschine eines Skilifts mit einer Leistungsabgabe von ca. 420 kW [52]. Aber nicht nur als Antriebsmaschine findet sich dieses Maschinendesign im täglichen Einsatz wieder. Im Bereich der Windenergieerzeugung ist dieser Maschinentyp ebenfalls zu finden, so sind hier Leistungsbereiche von größer 1,5 MW als Generator anzutreffen [14].

Als Magnetmaterial werden bei den angesprochenen Beispielen zunehmend Seltene Er-

den eingesetzt. Im Vergleich zu einem Ferrit Magnet erzeugen diese bei gleichem Magnetvolumen eine höhere magnetische Flussdichte im Luftspalt einer elektrischen Maschine. Durch diese höhere Luftspaltflussdichte kann die Drehmomentausbeute bei gleichbleibenden Bauvolumen gesteigert werden. Als Nachteil der Seltenerd-magnete sind hier aus ökologischer Sicht die Umweltprobleme beim Abbau dieser als erstes zu nennen [39]. Aus ökonomischer Sicht ist hierbei der höhere Preis der Seltenerd-magneten im Vergleich zu den Ferrit Magneten ausschlaggebend.

Trotz der Vorteile der permanentmagneterregten Maschinen mittels Seltenerd-magneten (hohe Drehmomentausbeute und die nicht vorhandenen Erregerverluste), sind die oben erwähnten Nachteile nicht zu vernachlässigen. Daher ist es nach wie vor interessant und zeitgemäß Maschinenkonzepte ohne den Einsatz von Magneten genauer zu untersuchen. Eine Möglichkeit hierzu stellt die Asynchronmaschine dar. Auf Basis des von Galileo Ferraris erfundenen Kurzschluss-Läuferprinzips entwickelte 1889 Michael von Dolivo-Dobrowolsky die dreiphasige Kurzschlussläufer-Asynchronmaschine. Die Asynchronmaschine kann aufgrund ihres robusten Aufbaus auch unter schwierigen Betriebsbedingungen eingesetzt werden. Sie ist als normiertes Betriebsmittel "kostengünstig" zu erhalten und ist aufgrund dieser und anderer Vorteile im Bereich der elektrischen Motoren der am meisten verbreitete Typ [5]. Sie kann zurecht als das Arbeitstier in der Industrie bezeichnet werden.

Vor dem Beginn dieser Arbeit stellte sich die Frage, ob eine Asynchronmaschine grundsätzlich mittels der Zahnspulenwicklung, wie sie bei den permanenterregten Synchronmaschinen häufig eingesetzt wird, aufgebaut werden kann? Bei den ersten Literaturrecherchen mittels der gängigen Lehrbücher konnten folgende Aussagen diesbezüglich gefunden werden:

- In der Regel wird die Zahnspulenwicklung nur mit Permanentmagnet Synchronläufern ausgeführt, nicht aber mit Käfigläufern in Asynchronmaschinen [5]
- Der hohe Anteil an Ständeroberwellen und -unterwellen bei Zahnspulenwicklungen verbietet deren Einsatz bei Käfigläufer-Asynchronmaschinen [5]
- Zahnspulenwicklungen erlangen bei den dauermagneterregten Synchronmaschinen eine wachsende Bedeutung, diese Technik eignet sich aber nicht für die Auslegung von Asynchronmaschinen. Hier ist eine möglichst sinusförmige Felderregterwelle entlang des Bohrungsumfanges anzustreben, da sonst eine Vielzahl von asynchronen Störmomenten entstehen [15]

- Die Ausführung einer Zahnspulenwicklung ist bei einer Asynchronmaschine nicht möglich [15]
- Die Zahnspulenwicklung besitzt grundsätzlich eine deutlich größere Oberwellenstreuung als eine verteilte Wicklung. Aufgrund der damit verbundenen parasitären Effekte ist ihr Einsatz bei Induktionsmaschinen im Allgemeinen nicht sinnvoll [43]

Diese, zunächst negativ klingenden Aussagen weckten um so mehr den Ansporn und die Neugier diese Thematik im Detail zu untersuchen, ganz nach dem Zitat „Der Zauber steckt immer im Detail“ von Theodor Fontane. Verlässt man den klassischen Käfigläufer hin zu einem Zahnspulenaufbau des Rotors, so ergeben sich weitere Freiheitsgrade die negativen Effekte zu bekämpfen. Der neuartige Aufbau bietet ein weites Feld diesen Maschinentyp unter den klassischen Maschinenauslegungskriterien zu betrachten und zu vergleichen. Neben diesen allgemeinen Motivationsgründen stellte sich bei der genaueren Literaturrecherche auch heraus, dass keine Betrachtungen einer zahnspulenbewickelten Asynchronmaschine bezüglich eines mehrphasigen Rotoraufbaus existieren. Weiterhin konnten keine Vergleiche bezugnehmend auf die Aktivteillänge einer zahnspulenbewickelten und einer konventionell bewickelten Asynchronmaschine gefunden werden. Beide Aspekte stellen eine weitere Optimierungsmöglichkeit einer fertigungstechnisch einfach herzustellenden und einfacher zu kühlenden Asynchronmaschine dar und sollen mithilfe dieser Niederschrift näher herausgearbeitet werden.

## Stand der Technik

Trotz der bisher genannten Kritik beim Aufbau der Wicklung mittels Zahnspulentechnik in Verbindung mit einer Asynchronmaschine, finden sich in Konferenzberichten sowie Fachartikeln einige Ansätze zur sinnvollen Umsetzung. So können die bisher gefunden Lösungsstrategien in zwei grobe Ansätze unterteilt werden. Der erste Ansatz beruht auf der Modifikation des Käfigläufers. So finden sich hier Lösungsansätze mit speziell aufgebauten Kurzschlussläufern mit deren Hilfe die negativen Effekte der Oberwellen auf das Verhalten der Asynchronmaschine reduziert werden sollen.

In der Arbeit von Aoyama und Noguchi [65] wird ein Stator mit 4 Polen, 6 Nuten und einer dreiphasigen Zahnspulenwicklung vorgeschlagen. Der Rotor wird mittels eines speziell geschalteten Käfigs so aufgebaut, dass neben der Grundwelle mit der Ordnungszahl 2, die bei diesem Statoraufbau vorhandene achtpolige Flussdichteverteilung zur zusätzlichen Drehmomenterzeugung herangezogen werden kann.

In der Patentliteratur von Braun und Vollmer [7] findet sich ebenfalls ein speziell aufgebauter Käfigläufer mit dessen Hilfe parasitäre Drehmomente vermieden werden sollen. So wird ein Käfigläufer mit 16 Nuten, einer unsymmetrischen Nutteilung und zwei galvanisch voneinander entkoppelten Käfigen, die wiederum eine unterschiedliche Stabzahl besitzen, vorgeschlagen. Der Stator besitzt hierbei 9 Nuten, welche die Zahnspulenwicklung beherbergen, und erzeugt mit einer dreiphasigen Speisung eine sechspolige Maschine. Durch den gewählten Aufbau des Käfigläufers wird hierbei der Drehmomenteinfluss der statorseitigen Feldwellen mit den Ordnungszahlen 6, 12 und 15 reduziert.

In der Veröffentlichung von Dajaku, Gerling, Klusmann und Mores [11] wird eine leistungsstarke Asynchronmaschine mit einem zweipoligen Statoraufbau und 12 Nuten vorgestellt. Um den Einfluss der bei diesem Statoraufbau entstehenden Flussdichteverteilung mit den Ordnungszahlen 11 und 13 zu reduzieren, wird der Rotor als „Multi-cage Rotor“ ausgeführt. Hierbei wird der Rotor mit einem klassischen Kurzschlusskäfig sowie drei zusätzlichen galvanisch voneinander getrennten Käfigen aufgebaut.

Diese Optimierungsansätze haben jedoch einen gemeinsamen Haken. Das Prinzip eines simplen Aufbaus des klassischen Käfigläufers trifft bei diesen Aufbauten nicht mehr zu. Bei derartig aufwendig herzustellenden Rotoren darf durchaus die Frage nach dem Kostenvorteil gegenüber den klassischen Wickeltechniken gestellt werden.

Der zweite Ansatz zur Optimierung orientiert sich am fest stehenden Teil der elektrischen Maschine, dem Stator bzw. Ständer. Hierbei ist es das Ziel, den Oberwellengehalt der Zahnspulenwicklung möglichst gering zu halten. Dies reduziert somit auch die Oberwellenstreuung des Wicklungsaufbaus. So sind im Folgenden einige Zahnspulenwicklungen erwähnt, welche nach dem Vorgehen des klassischen Entwurfs von Zahnspulenwicklungen nicht direkt ersichtlich sind.

In der Arbeit von Dajaku und Gerling [10, 18] wird eine dreiphasige Zahnspulenwicklung vorgestellt, welche auf 18 Statornuten verteilt ist und mit einem zehnpoligen Rotor das Nutzmoment erzeugt. Mit Hilfe einer Stern-Dreieck-Kombination in der elektrischen Schaltung des Stators, wird die Unterwelle mit der Ordnungszahl 1 sowie die Oberwelle mit der Ordnungszahl 7 stark reduziert. Das hierbei vorgestellte Maschinenkonzept bezieht sich auf eine permanenterregte Synchronmaschine. Jedoch erarbeiteten Gerling und Moros unter [17, 18] einen Zahnspulenaufbau für eine Asynchronmaschine. Basierend auf dem gleichen Konzept einer Stern-Dreieck-Kombination wird ein Stator mit 30 Nuten und einem vierzehnpoligen Aufbau vorgestellt. Mit diesem Aufbau tauchen die stärker vorhandenen Durchflutungsamplituden erst bei höheren Ordnungszahlen auf, z.B. bei der Ordnungszahl 23 und der Ordnungszahl 37. Dies reduziert zusätzlich die

Oberwellenstreuung im Vergleich zum zehnpoligen Wicklungsaufbau.

Ebenfalls in einer Arbeit von Dajaku und Gerling [9] wird eine weitere Möglichkeit zur Reduzierung des Ober- und Unterwellengehalts vorgestellt. Das Wicklungssystem befindet sich hierbei in 24 Nuten und die Harmonische mit der Ordnungszahl 5 wird hierbei als Arbeitswelle herangezogen. Die Zahnspulenwicklung wird bei diesem Aufbau über zwei Nutteilungen hinweg aufgebaut. Die Spulen werden zusätzlich in zwei identische Wicklungssysteme unterteilt und elektrisch in Reihe geschaltet. Die beiden Wicklungssysteme werden um fünf Nuten versetzt zueinander positioniert. Dieser Versatz führt zu einer deutlichen Reduzierung der Durchflutungsamplitude der Ordnungszahl 7. Um zusätzlich die Durchflutungsamplitude der Ordnungszahl 1 zu reduzieren, wird eine unterschiedliche Anzahl an Wicklungen der benachbarten zu einer Phase gehörigen Spulen vorgeschlagen. Mit diesen Maßnahmen konnten die Durchflutungsamplituden der Harmonischen mit einer geringen Ordnungszahl effektiv reduziert werden und somit auch die resultierende Oberwellenstreuung verringert werden.

In der Veröffentlichung von Sakai, Suzuki und Takishima [59] werden einige neue Ansätze zum Statoraufbau einer zahnspulenbewickelten Asynchronmaschine vorgestellt. Ziel ist es hierbei: Die durch die statorseitigen Oberwellen verstärkt auftretende Drehmomentwelligkeit zu reduzieren. Hierzu werden zwei grundlegende Wicklungsansätze vorgestellt. Beim ersten Ansatz werden alle drei Phasen um einen Zahn gewickelt und nicht wie üblich eine Phase um einen Zahn. Beim zweiten Ansatz wird ein Konzept mit einem torodialen Zahnspulenaufbau des Stators vorgestellt und dieser ebenfalls mit einer Phase pro Nut und drei Phasen pro Nut näher dargestellt.

Einen weiteren Aspekt zum Zahnspulenaufbau liefert die Arbeit von Munteanu, Livadaru, Simion und Virlan [44], hier wird eine Asynchronmaschine mit Außenläuferaufbau für die Elektromobilität vorgestellt. Der Stator wird mit einer sechsphasigen Wicklung aufgebaut, welche sich aus zwei um 30 Grad elektrisch zueinander verschobenen dreiphasen Wicklungssystemen zusammensetzt. Der sechsphasige Aufbau bewirkt eine sinusförmigere Durchflutungsverteilung und somit auch einen geringeren Oberwellengehalt.

In der Arbeit von Rezazadeh und 6 weiteren Autoren [55] wird eine sechsphasige Asynchronmaschine mit einer Pseudo-Zahnspulenwicklung vorgestellt. Der Stator beinhaltet 24 Nuten, in denen jeweils vier von sechs Phasen pro Nut positioniert werden. Die Wicklung erzeugt eine zweipolige Arbeitswelle. Es sind vier Spulen pro Pol positioniert und diese weisen unterschiedliche Spulenweiten auf. So beginnt die innerste Spule mit einer Weite, die genau einer Nutteilung entspricht und weitet sich danach immer weiter aus. Mithilfe von diesem Wicklungsaufbau ähnelt die Durchflutungsverteilung dieser

Maschine stark einer mit verteilten Wicklungen und somit auch einem geringen Oberwellengehalt.

Die bisher betrachteten Optimierungsansätze am Stator haben alle jedoch einen gemeinsamen Nachteil, dadurch wird der mechanische Aufbau verkompliziert. In [59, 55] müssen mehrere Phasen um einen Zahn bewickelt werden. Dies erhöht den Isolations- und Verdrahtungsaufwand in nicht unerheblichen Maße. Die in [11, 10, 18, 9] vorgeschlagene Stern-Dreieck-Schaltung erhöht ebenfalls die Komplexität des Wicklungsaufbaus und lässt sich nicht so kostengünstig wie eine reine Sternschaltung herstellen. Somit geht ein gravierender Vorteil der Zahnspulenwicklung verloren, der simple Wicklungsaufbau. Auch der Wicklungsaufbau mit einer Phase um eine Nut und einer Sternschaltung wie es in [44] vorgeschlagen wird, benötigt zwei dreiphasen Systeme, was das Bereitstellen von zusätzlichen Transformatoren und somit zusätzlicher Hardware bedeutet. Dies wiederum verkompliziert den elektrischen Anschluss der Maschine. Einen weiteren Aspekt stellt der eigenständige Hochlauf der Maschine dar. So ist in [59] bei vielen Maschinenauslegungen zu erkennen, dass diese Fähigkeit nicht vorhanden ist. Und gerade die Asynchronmaschine weist diese Fähigkeit normalerweise als Vorteil gegenüber der Synchronmaschine auf. Weiterhin gehen alle bisher betrachteten Ansätze von einem Käfigläufer aus. In keinem Ansatz wurde bisher die Option eines anderen elektrischen Wicklungsaufbaus in Erwägung gezogen, um das Zusammenwirken der unterschiedlichen Feldwellen näher zu untersuchen.

Eine weitere sehr interessante Arbeit liefert der Aufsatz [2] von Alberti und Bianchi. In diesem Aufsatz wird auf eine zahnspulenbewickelte Asynchronmaschine im Stator- und Rotoraufbau eingegangen, jedoch wird der Rotor stets mithilfe eines dreiphasigen Wicklungsaufbaus betrachtet. Auf die Möglichkeiten eines mehrphasigen Rotoraufbaus [49] und die damit weiteren Optimierungsmöglichkeiten dieses Maschinentyps wird nicht eingegangen.

Abschließend sei an dieser Stelle noch auf einige Aufsätze hingewiesen, welche nicht die Optimierung des Wicklungsaufbaus als Ziel haben, aber dennoch sehr informativ im Zusammenhang mit der Zahnspulenwicklung sind.

In [22] haben Gundogdu, Komurgoz und Mantar eine Zusammenfassung einiger Vor- und Nachteile der Zahnspulenwicklung erstellt. Ausgangspunkt sind zwei Maschinenkonzepte, zum einen eine klassische verteilte Wicklungsanordnung und zum anderen eine Zahnspulenwicklung. Diese beiden Maschinen wurden mittels gleicher Auslegungsparameter entworfen und miteinander verglichen.

Die Arbeit von Wada, Watanabe, Nakamura und Hirotsuka [71] vergleicht eine exis-

## 1. Einleitung

---

tierende Asynchronmaschine kleiner Leistungsklasse mit einem neu dazu entworfenem zahnspulenbewickelten Stator. Neben der theoretischen Betrachtung wurde der neu entworfene Stator auch als Prototyp umgesetzt und vermessen.

Eine weitere Veröffentlichung von Wada, Watanabe, Nakamura und Hirotsuka [70] beinhaltet ebenfalls den theoretischen Vergleich einer Maschine mit einem klassischen verteilten Wicklungsaufbau und einer Maschine mit einer Zahnspulenwicklung. Ergänzend wird hierbei noch die Anzahl der Kurzschlussstäbe variiert und die Ergebnisse präsentiert.

## 2 Zur Beschreibung der Wicklungen elektrischer Maschinen

Jeder Teil einer elektrischen Maschine spielt bei der elektromechanischen Energieumwandlung eine wichtige Rolle, jedoch bestimmt die Wicklungsauslegung im Wesentlichen das Betriebsverhalten einer elektrischen Maschine. Somit kann man zurecht behaupten, dass die Wicklung das Herz einer elektrischen Maschine darstellt. In diesem Kapitel wird auf einige grundlegende Definitionen eingegangen, welche eine wichtige Aussagekraft beim Entwurf und der Auslegung einer Wechselstromwicklung haben. Im Besonderen Maße wird hier auf die Zahnspulenumwicklung und deren Charakteristika eingegangen. Um eine bessere Lesbarkeit gewährleisten zu können, werden die in der Literatur üblichen Bezeichnungen und Kennzeichnungen herangezogen.

### 2.1 Allgemeines

Ausgehend von einer mehrphasigen Wechselstromwicklung, besteht die Wicklung einer Phase aus einer mehr oder weniger großen Zahl von Spulen. Diese Spulen können elektrisch in einer Reihenschaltung, Parallelschaltung oder einer Mischung aus beiden angeordnet werden. Die einzelnen Spulen besitzen wiederum eine mehr oder weniger große Anzahl an Windungen. Betrachtet man eine Spule näher, so kann diese in zwei grundsätzliche Teile definiert werden. So werden die Teile einer Spule, welche sich in einer Nut befinden, als Spulenseiten definiert. Die Teile außerhalb der Nut werden häufig als Stirnverbindungen, Querverbindungen oder Wicklungsköpfe bezeichnet. In der Abbildung 2.1 sind diese Spulenteile grafisch dargestellt. Weiterhin ist in diesem Bild die übliche Spulenseitendarstellung in der Papierebene liegend abgebildet. Ordnet man den Spulenseiten unabhängig von der wirklichen Strom- und Spannungsrichtung, die sich zeitlich verändern, eine Wicklungsrichtung zu, so wird der Spulenseite, deren Pfeilspitze nach oben zeigt, eine positive Wicklungsrichtung zugeordnet und der Spulenseite, deren Pfeil nach unten zeigt, wird eine negative Wicklungsrichtung zugerechnet. Eine wichtige

## 2. Zur Beschreibung der Wicklungen elektrischer Maschinen

Definitionsgröße stellt die Spulenweite  $y$  dar. Sie beschreibt den gegenseitigen Abstand der zu einer Spule gehörenden Spulenseite, diese ist ebenfalls in der Abbildung 2.1 zu erkennen. Entspricht die Spulenweite einer Polteilung ( $y = \tau_p$ ), so spricht man von einer Durchmesserwinding bzw. Durchmesserwicklung. Wird die Spulenweite kleiner als die Polteilung ausgelegt ( $y < \tau_p$ ), so spricht man üblicherweise von einer gesehten Spule bzw. Wicklung.

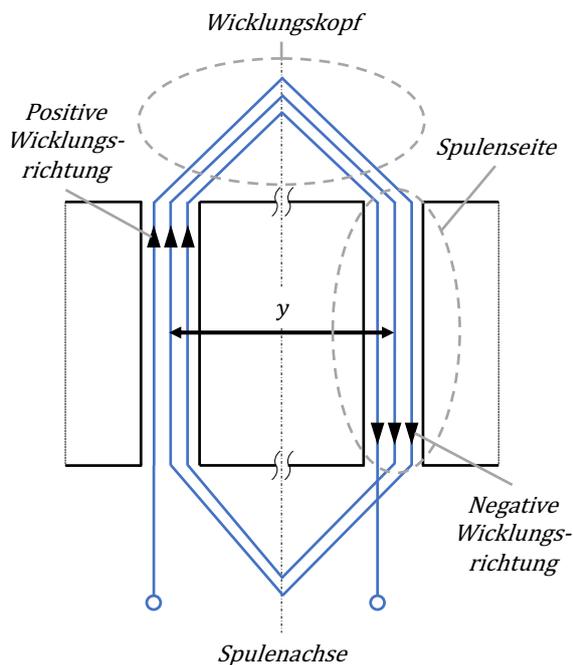


Abbildung 2.1: Darstellung einer aus drei Windungen bestehenden Spule

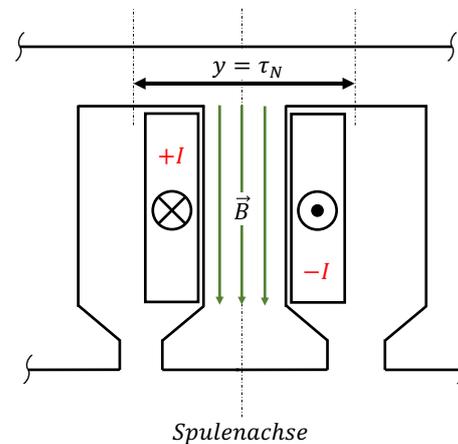


Abbildung 2.2: Zahnspule um eine Nut positioniert

Wird nun die Spulenweite der beiden zusammengehörigen Spulenseiten bis auf einen Abstand von zwei aufeinander folgenden Nuten reduziert, so dass die Spulenweite gleich der Nutteilung ( $y = \tau_N$ ) entspricht, redet man von einer Zahnspulenwicklung bzw. Zahnspule. In der Abbildung 2.2 ist dieser Spulenaufbau beispielhaft dargestellt.

In der Abbildung 2.2 wird die Spule im Schnitt dargestellt. Auch hier wird der jeweiligen Spulenseite eine Wicklungsrichtung zugeordnet. Üblich ist hierbei ein Kreuz für die positive Spulenseite und ein Punkt für die negative Spulenseite. Die Stromrichtung in die Schnittebene hinein wird ebenfalls als positiv definiert, sowie die Stromrichtung aus der Schnittebene zum Leser hin als negativ definiert. Mit dieser Definition ergibt sich für die Richtung der magnetischen Feldlinien bzw. der magnetischen Flussdichte der im Bild 2.2 dargestellte Verlauf, welcher auch durch die Rechte-Hand-Regel definiert ist.

## 2. Zur Beschreibung der Wicklungen elektrischer Maschinen

---

Um noch einmal den Wicklungsaufbau einer verteilten Wicklung mit der einer Zahnspulenwicklung gegenüber zu stellen, wird die Abbildung 2.3 mit den Abbildungen 2.4 verglichen. In den Beispielanordnungen wird jeweils ein Pol im Detail einer dreiphasigen Wicklung dargestellt. Bei der verteilten Wicklung wurde eine Durchmesserspule gewählt. Beim direkten Vergleich der Wicklungsköpfe wird ein großer Vorteil der Zahnspulenwicklung deutlich und zwar die deutlich kürzere Länge des Wicklungskopfes. Durch die kürzeren Wicklungsköpfe entsteht bei einem vorgegebenen Maschinenvolumen mehr Platz für den Aktivteil (Blechkpaket) und somit kann grundsätzlich eine höhere Leistung bei gleich gebliebenen Bauvolumen erreicht werden.

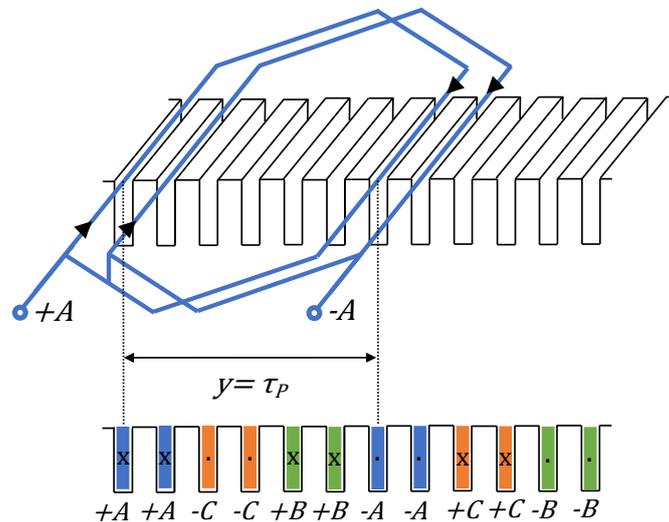


Abbildung 2.3: Klassischer Einschichtaufbau einer dreiphasigen verteilten Wicklung

Wie bei den klassischen verteilten Wicklungsaufbauten, kann die Zahnspulenwicklung in eine Einschichtausführung und in eine Zweischichtausführung gegliedert werden. Bei der Einschichtwicklung füllt jeweils eine Spulenseite die gesamte Nut aus. Bei der Zweischichtwicklung befinden sich jeweils zwei Spulenseiten in einer Nut untergebracht. Hierbei können die Spulenseiten zur selben Phase oder zu zwei unterschiedlichen Phasen gehören. Während bei den verteilten Wicklungsaufbauten die Zweischichtausführung mittels zwei vertikal angeordneter Spulenseiten aufgebaut wird, finden sich bei der Zahnspulenwicklung die vertikale [13] als auch die horizontale [40] Anordnung der Spulenseiten. Dieser Unterschied spielt bei der Berechnung der Nutstreuinduktivität eine Rolle. In der Abbildung 2.4 ist die prinzipielle Anordnung einer symmetrischen Einschichtzahnspulenwicklung bzw. der Zweischichtzahnspulenwicklung in der horizontalen Anordnung

## 2. Zur Beschreibung der Wicklungen elektrischer Maschinen

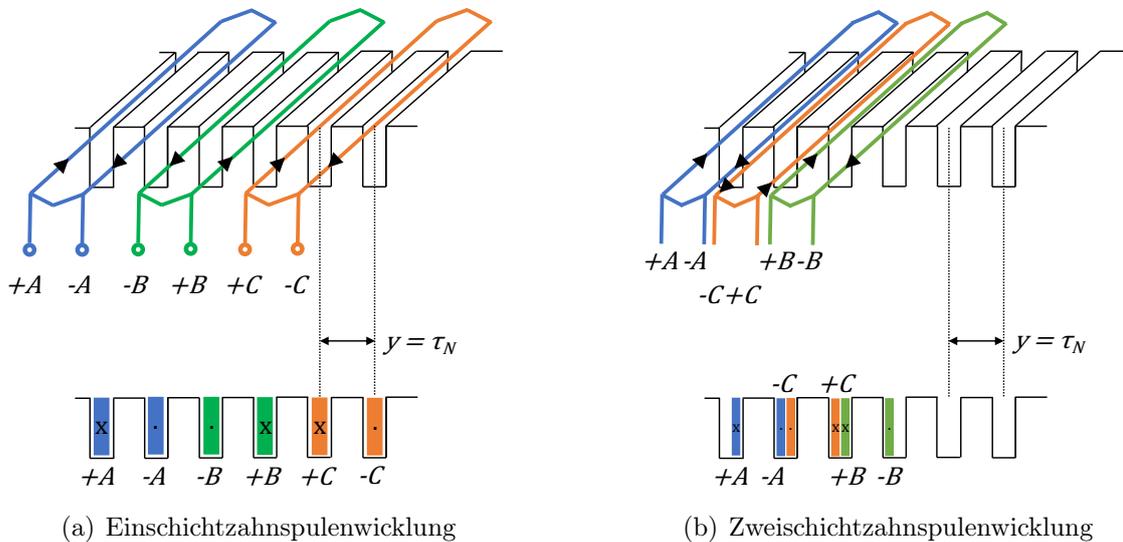


Abbildung 2.4: Prinzipielle Darstellung der Einschicht- und Zweischichtzahnspulenwicklung mit einem dreiphasigen Wicklungsaufbau

dargestellt. Der besseren Übersichtlichkeit halber, wird nur ein Teil der Spulen dargestellt. Bei der Einschicht- sowie Zweischichtzahnspulenwicklung beträgt die Spulenweite üblicherweise eine Nutteilung.

Eine wichtige Kenngröße der Wicklung einer elektrischen Maschine stellt die Lochzahl  $q$  dar. Die Lochzahl beschreibt wie viele Nuten der gesamt zur Verfügung stehenden Nutzahl  $N$  pro magnetischem Pol einer Phase der gesamten Phasenzahl  $m$  zugeordnet werden können. Sie ist über die Gleichung

$$q = \frac{N}{2p \cdot m} \quad (2.1)$$

definiert. Mit ihrer Hilfe kann der Aufbau einer Wicklung grob unterteilt werden und erleichtert die Vorstellung des Wicklungsaufbaus. Ist die Zahl  $q$  eine ganze Zahl, so spricht man von einer Ganzlochwicklung. Handelt es sich bei  $q$  um eine gebrochene Zahl so kann die Wicklung in eine Bruchlochwicklung unterteilt werden. Ist die Lochzahl  $q < 1$  so handelt es sich um eine Zahnspulenwicklung, welche wiederum einen Sonderfall der Bruchlochwicklung darstellt. Beträgt die Lochzahl  $q = 1$  so kann in den meisten Fällen von einer Zahnspulenwicklung ausgegangen werden. Eine Ganzlochwicklung mit einer Durchmesserspule je Phase würde ebenfalls die Lochzahl  $q = 1$  liefern. Jedoch wird diese Wicklung technisch so nicht realisiert, höchstens zu Lehrzwecken als ein leicht

## 2. Zur Beschreibung der Wicklungen elektrischer Maschinen

---

nachzuvollziehender Beispielaufbau.

Bei einer Drehfeldmaschine rotiert der magnetische Nord- und Südpol über den Maschinenumfang, dennoch kann für einen gewählten Wicklungsaufbau eine Polteilung fest definiert werden. Diese Polteilung bleibt von ihrer Umfangslänge stets konstant und kann mithilfe der Maschinengeometrie über die Gleichung 2.3 definiert werden.

$$\tau_p = \frac{D \cdot \pi}{2p} \quad (2.2)$$

Die Nutteilung kann ebenfalls über die Geometrie der Maschine und der jeweiligen Nutzahl über den gesamten Umfang definiert werden zu:

$$\tau_N = \frac{D \cdot \pi}{N} \quad (2.3)$$

Hierbei trägt die Pol- und Nutteilung die Einheit *Meter*, da sie auf den jeweiligen Durchmesser ( $D$ ) bezogen wird. In der Literatur finden sich jedoch auch Gleichungen, welche sich auf die elektrischen Größen der Maschine beziehen und nicht auf die mechanischen Abstände. Unter dieser Betrachtung würde die Pol- und die Nutteilung die Einheit *rad* bzw. *deg* besitzen und somit eine Winkelinformation bezogen auf den Mittelpunkt der Maschine beinhalten. Der geometrische Winkel bezogen auf die Anzahl der Nuten kann über die folgende Gleichung definiert werden:

$$\alpha_{geo} = \frac{2\pi}{N} = \frac{360}{N} \quad (2.4)$$

Der Zusammenhang zwischen dem elektrischen Winkel und dem mechanischen bzw. geometrischen Winkel kann mit Hilfe der Polpaarzahl ( $p$ ) definiert werden.

$$\alpha_{el} = p \cdot \alpha_{geo} \quad (2.5)$$

Eine weitere Beschreibung kann durch einen Bezug auf die Nutenzahl hergestellt werden. Ausgehend von der Abbildung 2.4 b), kann ein Verhältnis bezüglich der Spulenweite zur Polteilung wie folgt angegeben werden:

$$\frac{y}{\tau_p} = \frac{\tau_N}{\tau_p} = \frac{1}{3} \quad (2.6)$$

Die Betrachtung über die Nutenzahl wird häufig bei Verhältnisangaben eingesetzt wie es in der Gleichung 2.6 zu sehen ist. Diese Betrachtung ist praktisch sehr gut anwendbar und hilft beim anschaulichen Vergleich von unterschiedlichen Wicklungsaufbauten ohne geometrische Abmessungen heranzuziehen.

## 2.2 Wicklungsfaktor

Der Wicklungsaufbau eines Strangs bzw. einer Phase ist über den Umfang einer elektrischen Maschine mittels einer mehr oder weniger großen Zahl von in Reihe geschalteter Spulen realisiert. Diese Spulen bestehen wiederum aus einer bestimmten Anzahl an Windungen. Da die Spulen eines Stranges geometrisch unterschiedlich angeordnet sind, besitzen die in den Spulen induzierten Spannungen unterschiedliche elektrische Winkel. Somit setzt sich der Effektivwert der Gesamtspannung eines Stranges  $U_i$  aus Teilspannungen mit verschiedener Phasenlage zusammen. Hierdurch kann die Gesamtspannung nicht direkt proportional zur Windungszahl  $w$  sein. Um die vektorielle Addition der einzelnen Spannungen richtig zu berücksichtigen, wird der Korrekturfaktor  $k_{w,\nu}$  eingeführt und als Wicklungsfaktor betitelt. Mit dem Induktionsgesetz und der Hilfe des Wicklungsfaktors kann die Gesamtspannung der Grundwelle zu

$$U_i = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \cdot f \cdot k_{w,p} \cdot w \cdot \phi \quad (2.7)$$

definiert werden [26].

Betrachtet man den Wicklungsfaktor noch einmal näher, so setzt sich dieser wiederum aus zwei Faktoren zusammen. Zum einen aus dem Sehnungsfaktor  $k_{s,\nu}$  und zum anderen aus dem Zonenfaktor  $k_{z,\nu}$ . Somit kann der Wicklungsfaktor für eine beliebige Ordnungszahl  $\nu$  wie folgt bestimmt werden:

$$k_{w,\nu} = k_{s,\nu} \cdot k_{z,\nu} \quad (2.8)$$

In der Literatur findet sich noch ein dritter Faktor, welcher einen Einfluss auf den resul-

tierenden Wicklungsfaktor ausübt, der sogenannte Nutschlitz- bzw. Breitenfaktor [43]. Der Nutschlitzfaktor beschreibt den Einfluss der Nutschlitzbreite auf den Wicklungsfaktor. Dieser spielt bei der Asynchronmaschine eine untergeordnete Rolle, da bei der Auslegung eine möglichst geringe Nutbreite zum Luftspalt hin gewählt wird. Somit kann dieser Faktor im Allgemeinen bei einer Asynchronmaschine mit dem Wert 1 angenommen werden. Bei zahnpulenbewickelten Synchronmaschinen, die teilweise eine gänzlich geöffnete Nut besitzen, ist dieser Faktor jedoch von einer nicht zu vernachlässigenden Bedeutung und sollte mit berücksichtigt werden. Die Bestimmung des Sehnungs- und Zonenfaktors kann, wie im Weiteren gezeigt, grundsätzlich analytisch durchgeführt werden. Ihre Anwendung im Rahmen eines Neuentwurfs kann jedoch kritisch sein, da nicht ohne Weiteres bekannt ist, ob der Wicklungsaufbau der analytischen Formeln genügt [20]. Aus diesem Grund ist es ratsam, wie unter Kapitel 3 genauer zu sehen, mithilfe des Nutbelegungsplans die resultierende Durchflutungsverteilung bzw. die Felderreggerkurve zu bestimmen und diese mittels Fourierreihenentwicklung zu analysieren. Somit erhält man ebenfalls den Wicklungsfaktor für die gesuchten Ordnungszahlen. Neben der Bestimmung der induzierten Spannung hilft der Wicklungsfaktor auch bei einer direkten Abschätzung der grundsätzlichen Leistungsdichte der Wicklung. Unter Vernachlässigung der Eisensättigung kann die innere Leistung pro Strang für die Grundharmonische über das Produkt der Effektivwerte des Stromes  $I$  und der induzierten Spannung  $U_i$  erfolgen, dies ist in der Gleichung 2.9 zu erkennen.

$$P_{i,p} \sim I \cdot U_i \quad (2.9)$$

Wie in der Gleichung 2.7 zu erkennen ist, ist die induzierte Gesamtspannung proportional zum Wicklungsfaktor und zur Windungszahl. Somit kann die Leistungsdichte einer Wicklung mit geringem Wicklungsfaktor nur über die Erhöhung der Windungszahl oder des Stromes erfolgen. Beides führt jedoch zu höheren Wicklungsverlusten bzw. Kupferverlusten.

### 2.2.1 Sehnungsfaktor

Liegt eine Spule mit ihren Spulenseiten genau auf einer Polteilung, siehe Abbildung 2.5 und betrachtet man zunächst nur die Grundwelle. So können die Effektivwerte der induzierten Spannungen beider Spulenseiten algebraisch addiert werden.

Bei dieser Spulenanordnung unterscheidet sich die geometrische Spannungssumme nicht

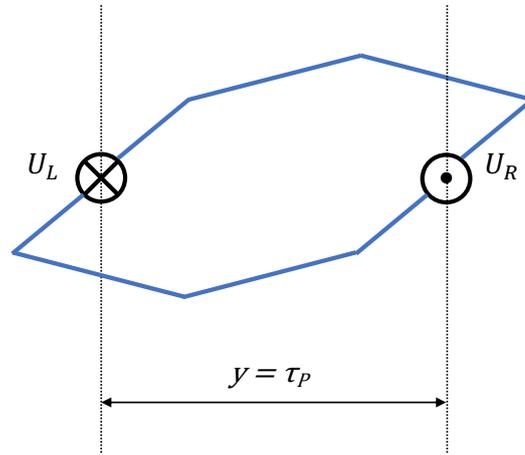


Abbildung 2.5: Durchmesserspule zur Bestimmung des Sehnungsfaktor

von der algebraischen Spannungssumme und somit ist der Sehnungsfaktor für diese Anordnung ( $k_{s,p} = 1$ ).

Wird nun die Spule gekürzt, so spricht man auch von einer gesehten Spule. Für diesen Fall kann beispielhaft die Abbildung 2.6 herangezogen werden. Vergleicht man die gesehnte Spule mit der Durchmesserspule so ist zu erkennen, dass die Flussverkettung der gesehten Spule bezogen auf die Grundwelle geringer ist. Somit muss der Sehnungsfaktor für die gesehnte Spule ( $k_{s,p} < 1$ ) sein. Analytisch lässt sich der Sehnungsfaktor mithilfe der Spannungszeigern der Grundharmonischen und den in der Abbildung 2.6 definierten Winkeln  $\beta_s$  und  $\varepsilon$  wie folgt bestimmen:

$$k_{s,p} = \cos\left(\frac{\varepsilon}{2}\right) = \sin\left(\frac{\beta_s}{2}\right) = \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{y}{\tau_p}\right) = \frac{U_{Spule}}{U_L + U_R} = \frac{U_{Spule}}{2 \cdot U_L} \quad (2.10)$$

In Abhängigkeit von der Ordnungszahl lässt sich die Gleichung 2.10 erweitern zu:

$$k_{s,\nu} = \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \nu \cdot \frac{y}{\tau_p}\right) \quad (2.11)$$

Alternativ kann der Betrag des Sehnungsfaktors auch mathematisch wie folgt bestimmt werden:

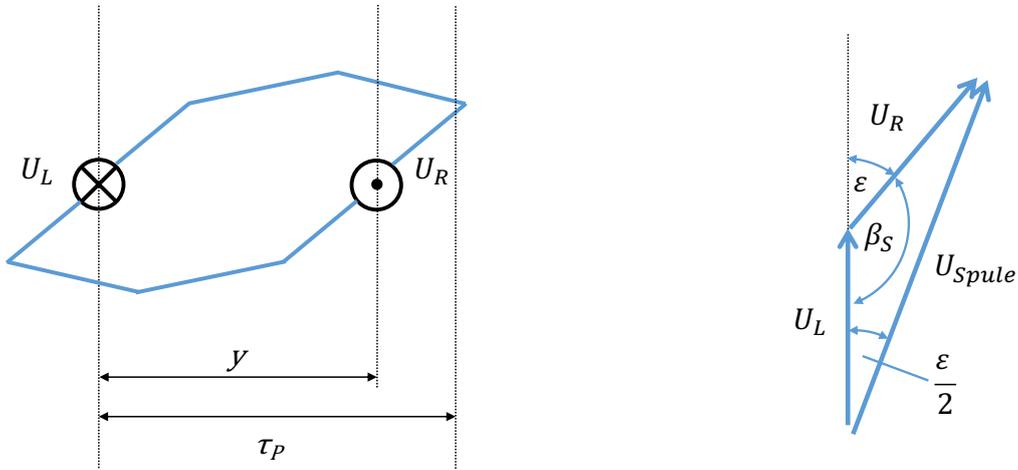


Abbildung 2.6: Gesehnte Spule und Spannungszeigerbild zur Bestimmung des Sehnungsfaktor

$$|k_{s,\nu}| = \left| \frac{1 + (1 \angle (\nu \cdot \epsilon))}{2} \right| \quad (2.12)$$

Häufig findet sich bei einer Zahnspulenwicklung nur eine Spule pro Strang über die Polteilung. Daher spielt der Sehnungsfaktor eine um so wichtigere Rolle bei ihrer Auslegung.

### 2.2.2 Zonenfaktor

Liegen zwei in Reihe geschaltete Spulen eines Stranges in zwei benachbarten Nuten, so muss hierbei ein weiterer Korrekturfaktor Berücksichtigung finden. Der sogenannte Zonenfaktor oder auch als Gruppenfaktor bezeichnete Wert. Eine beispielhafte Anordnung mittels zweier Durchmesserspulen ist in der Abbildung 2.7 dargestellt.

Der elektrische Winkel über die Nutteilung, um welche die zwei Spulengruppen räumlich zu einander versetzt sind, kann mit Hilfe der Gleichung 2.5 für die Grundharmonischen bestimmt werden zu:

$$\alpha_Z = p \cdot \frac{\tau_N}{\tau_p} \cdot 360 = p \cdot \frac{360}{N} \quad (2.13)$$

In der gängigen Literatur wird der Zonenfaktor bzw. Gruppenfaktor allgemein über die

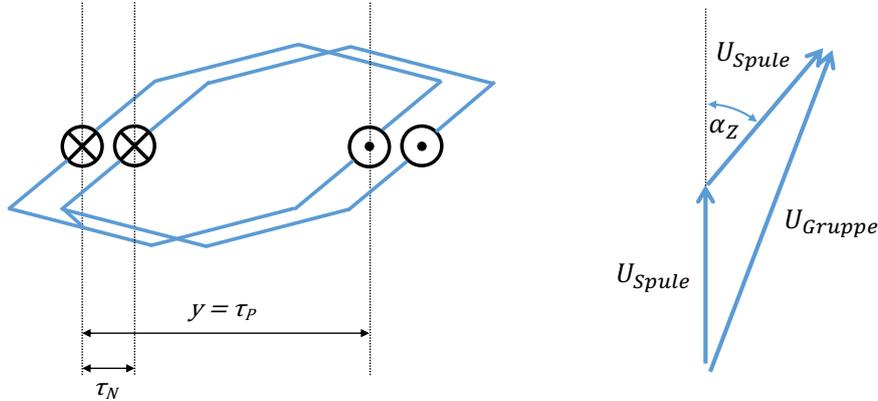


Abbildung 2.7: Durchmesserspule und Spannungszeigerbild zur Bestimmung des Zonenfaktors

Gleichung

$$k_{z,\nu} = \frac{\sin\left(q \cdot \frac{\nu \cdot \alpha_Z}{2}\right)}{q \cdot \sin\left(\frac{\nu \cdot \alpha_Z}{2}\right)} \quad (2.14)$$

angegeben [42].

Alternativ kann der Betrag des Zonenfaktors wie bereits der Sehnungsfaktor über die mathematische Berechnung mittels der Gleichung 2.15 bestimmt werden.

$$|k_{z,\nu}| = \left| \frac{1 + \sum_{n=1}^q (1 \angle (n \cdot \nu \cdot \alpha_Z))}{q} \right| \quad \text{für } q \geq 2 \quad (2.15)$$

### 2.2.3 Schrägungsfaktor

Bei Asynchronmaschinen wird der Rotor häufig mit geschrägten Nuten ausgeführt. Diese Schrägung kann zur Unterdrückung unerwünschter Drehmomente herangezogen werden, welche durch die Harmonischen der Durchflutungsverteilung oder auch durch die Nutharmonischen herrühren. Aus Konstruktionssicht führt diese Schrägung jedoch zu einem komplizierteren mechanischen Aufbau des Rotorblechpaketes. Die Schrägung der Rotorwicklung wird bei der Berechnung der induzierten Spannung über einen Schrägungsfaktor  $k_{Schr,\nu}$  berücksichtigt. Ähnlich wie beim Wicklungsfaktor kann der Schrä-

## 2. Zur Beschreibung der Wicklungen elektrischer Maschinen

---

gungsfaktor einen Maximalwert von 1 erreichen, dies ist für die Grundharmonische auch der anzustrebende Wert. Für die unerwünschten Harmonischen sollte der Schrägungsfaktor idealerweise den Wert von 0 annehmen. In [61] ist eine sehr übersichtliche Definition des Schrägungsfaktors zu finden. Ausgangspunkt bildet die Betrachtung eines geschrägten Rotors. Die Überlegungen haben aber auch ihre Gültigkeit bei einem geschrägten Stator. Der Einfachheit halber wurde die Windungszahl der in der Nut liegenden Spule zu Eins definiert ( $w_{Sp} = 1$ ). Die Blechpaketlänge wird über  $l_{Fe}$ , der Rotorradius über  $r$  definiert und der Schrägungswinkel selbst wird über  $\gamma_S$  beschrieben. Die Flussdichte der  $\nu$ -Harmonischen, hervorgerufen durch die Statorseite, soll zu einem festen Zeitpunkt betrachtet werden z.B. maximale magnetische Flussdichte  $\hat{B}$  in der Mitte der räumlichen Spulenordnung. Hierdurch kann mit der Abbildung 2.8 die Flussverkettung bei ungeschrägter Spule und unter Zuhilfenahme der Zylinderkoordinaten über die Gleichung 2.16 beschrieben werden.

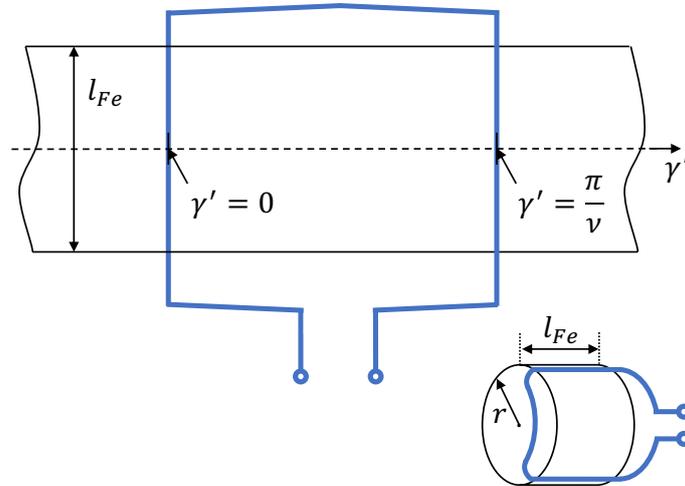


Abbildung 2.8: Axial abgewickelter Schnittbild eines Blechpaketes mit einer ungeschrägten Spule

$$\phi_\nu = \int_0^{\frac{\pi}{\nu}} \hat{B}_\nu \cdot \sin(\nu \cdot \gamma') \cdot l_{Fe} \cdot r \, d\gamma' \quad (2.16)$$

In der Abbildung 2.9 ist der geschrägte Spulenaufbau dargestellt. Die Berechnung für die Flussverkettung bei geschrägter Spule erfolgt mit der Gleichung 2.17.

$$\begin{aligned}
 \phi_{\nu, Schr} &= \int_{-\frac{\gamma_S}{2}}^{-\frac{\gamma_S}{2}} \hat{B}_{\nu} \cdot \sin(\nu \cdot \gamma') \cdot \frac{l_{Fe}}{\gamma_S} \cdot \left(\gamma' + \frac{\gamma_S}{2}\right) r \, d\gamma' \\
 &+ \int_{\frac{\gamma_S}{2}}^{\frac{\pi}{\nu} - \frac{\gamma_S}{2}} \hat{B}_{\nu} \cdot \sin(\nu \cdot \gamma') \cdot l_{Fe} \cdot r \, d\gamma' \\
 &+ \int_{\frac{\pi}{\nu} - \frac{\gamma_S}{2}}^{\frac{\pi}{\nu} + \frac{\gamma_S}{2}} \hat{B}_{\nu} \cdot \sin(\nu \cdot \gamma') \cdot \frac{l_{Fe}}{\gamma_S} \cdot \left(\frac{\pi}{\nu} + \frac{\gamma_S}{2} - \gamma'\right) r \, d\gamma'
 \end{aligned} \tag{2.17}$$

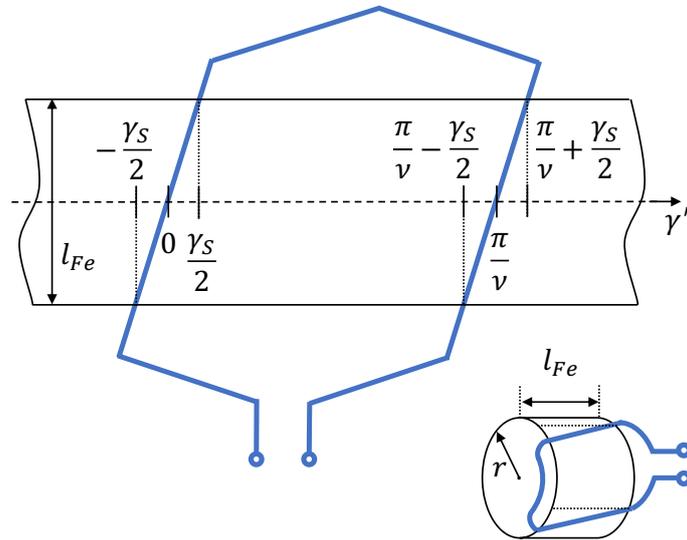


Abbildung 2.9: Axial abgewickeltes Schnittbild eines Blechpaketes mit einer geschrägten Spule

Der Schrägungsfaktor kann nun mit Hilfe der Gleichung 2.16 und Gleichung 2.17 wie folgt definiert werden.

$$k_{Schr, \nu} = \frac{\phi_{\nu}}{\phi_{\nu, Schr}} = \frac{\sin(\nu \cdot \frac{\gamma_S}{2})}{\nu \cdot \frac{\gamma_S}{2}} \tag{2.18}$$

Auf eine direkte Zuordnung des Schrägungswinkels zum Wicklungsfaktor wurde hier bewusst verzichtet. Im Gegensatz zum Wicklungsfaktor, welcher für jeden einzelnen Wicklungsaufbau seine Gültigkeit besitzt, kann der Schrägungsfaktor seinen Einfluss nur bei einer magnetischen Kopplung zwischen zwei Wicklungen (Stator und Rotor) ausüben.

## 2.3 Strombelag und Durchflutungsverteilung

Die Durchflutungsverteilung bzw. Felderregerkurve einer Zahnspulenwicklung enthält neben der gewünschten Grundharmonischen, auch nicht zu vernachlässigende höhere harmonische Anteile. Besonders im Hinblick auf die Realisierung einer Asynchronmaschine mittels der Zahnspulenwicklung müssen diese, vom Wicklungsaufbau abhängigen resultierenden harmonischen Durchflutungsanteile und die daraus herrührenden Feldwellen, nähere Beachtung finden. Daher ist es unerlässlich sich für einen Wicklungsaufbau einen Überblick über die vorkommenden höheren harmonischen Ordnungszahlen und ihrer Amplituden zu verschaffen.

Ein einfacher und in der Praxis bewährter Weg die Durchflutungsverteilung einer Wicklungsanordnung zu bestimmen, kann mit Hilfe des Strombelages  $A(x)$  entlang des Maschinenumfangs erfolgen. Dieser Zusammenhang kann über die Gleichung

$$\Theta(x) = \int_0^{2\tau_p} A(x) dx \quad (2.19)$$

in Verbindung gebracht werden, näheres hierzu ist in [29] zu finden. Um die Durchflutungsverteilung anhand des Strombelages bestimmen zu können, muss der Startpunkt der Integration bestimmt werden. Dieser Startpunkt kann in das Maximum bzw. Minimum des Strombelages gelegt werden. Hierdurch wird die Gleichung,

$$\oiint_A \vec{B}(\vec{r}, t) \cdot d\vec{A} = 0 \quad (2.20)$$

welche die Quellenfreiheit des B-Feldes beschreibt, erfüllt. Sie wird im allgemeinen Sprachgebrauch auch als die dritte Maxwellsche Gleichung betitelt [63]. Oder anders ausgedrückt, der durch eine geschlossene Fläche hinaus tretende magnetische Fluss muss gleich groß sein zum hin einfließenden magnetischen Fluss. Am folgenden Beispiel in der Abbildung 2.10 sollen diese Überlegungen noch einmal verdeutlicht werden. Hierzu wird zunächst der resultierende Strombelag der zweischichtigen Zahnspulenwicklung über eine Nutteilung bestimmt. Wird dieser Strombelag nun punktförmig in der Mitte der Nut angenommen, so kann die treppenförmige Durchflutungsverteilung bestimmt werden.

In [47] wird ein hilfreiches Verfahren vorgestellt, mit dessen Hilfe die Durchflutungsverteilung in den Zähnen als Funktion der Wicklungsparameter und der Ströme bestimmt werden kann. Ausgangspunkt ist hierbei ein idealisierter nutloser Stator- und Rotorauf-

## 2. Zur Beschreibung der Wicklungen elektrischer Maschinen

---

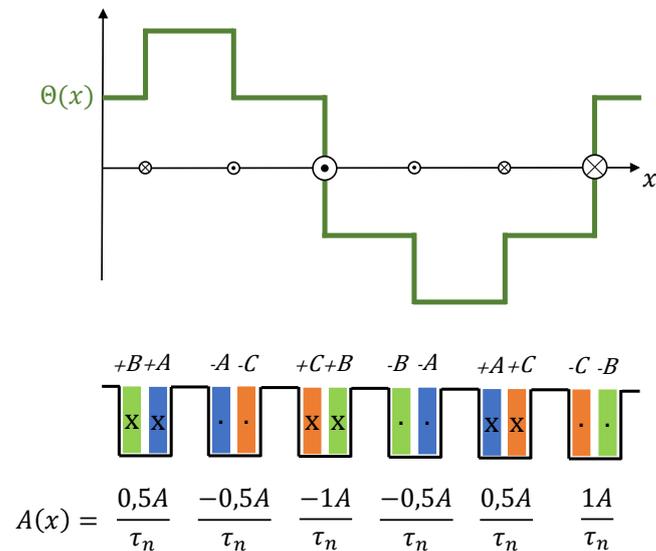


Abbildung 2.10: Durchflutungsverteilung des abgebildeten Zahnspulenaufbaus zum Zeitpunkt  $t = 0$  s, einer Windungszahl von  $w_A = w_B = w_C = 1$  und einem augenblicklichen Stromwert von  $I_A = 1$  A,  $I_B = I_C = -0,5$  A

bau. Wird das Integral des Strombelags nach Gleichung 2.19 zu einer diskreten Summe über eine Nutteilung reduziert und unter der Annahme, dass sich die Durchflutung in tangentialer Richtung entlang des Zahns nicht verändert, kann die Durchflutungsverteilung mittels folgender Matrixschreibweise berechnet werden:

$$\mathbf{C} \cdot \Theta = \mathbf{w} \cdot \mathbf{I} \quad (2.21)$$

Die Lösung der Gleichung 2.21 nach der gesuchten Durchflutungsverteilung liefert die Gleichung:

$$\Theta = \mathbf{C}^{-1} \cdot \mathbf{w} \cdot \mathbf{I} \quad (2.22)$$

Hierbei werden die einzelnen Matrixelemente wie folgt definiert:

$$\Theta = \begin{pmatrix} \Theta_1 \\ \Theta_2 \\ \vdots \\ \Theta_N \end{pmatrix} \quad \mathbf{C} = \begin{pmatrix} -1 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & -1 & 1 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & -1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \end{pmatrix} \quad (2.23)$$

$$\mathbf{w} = \begin{pmatrix} w_{1A} & w_{1B} & \cdots & w_{1m} \\ w_{2A} & w_{2B} & \cdots & w_{2m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ w_{N-1,A} & w_{N-1,B} & \cdots & w_{N-1,m} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \mathbf{I} = \begin{pmatrix} I_A \\ I_B \\ \vdots \\ I_m \\ -I_A \\ -I_B \\ \vdots \\ -I_m \end{pmatrix} \quad (2.24)$$

Mithilfe der Gleichung 2.22 und der Definition der Matrixelemente nach Gleichung 2.23 und 2.24, kann die für einen Zeitpunkt gültige vom Ort abhängige Durchflutungsverteilung aus der Abbildung 2.10 auch über die Matrixgleichung

$$\Theta = \begin{pmatrix} \Theta_1 \\ \Theta_2 \\ \Theta_3 \\ \Theta_4 \\ \Theta_5 \\ \Theta_6 \end{pmatrix} = \mathbf{C}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} w_A & w_B & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & w_A & 0 & w_C \\ 0 & w_B & w_C & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & w_A & w_B & 0 \\ w_A & 0 & w_C & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \hat{I}_A \cdot \cos(\omega t) \\ \hat{I}_B \cdot \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ \hat{I}_C \cdot \cos(\omega t - \frac{4}{3}\pi) \\ -\hat{I}_A \cdot \cos(\omega t) \\ -\hat{I}_B \cdot \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ -\hat{I}_C \cdot \cos(\omega t - \frac{4}{3}\pi) \end{pmatrix} \quad (2.25)$$

berechnet werden.

## 2.4 Mehrphasiger Wicklungsaufbau

Wie bei den klassischen mehrphasigen verteilten Wicklungsaufbauten, hat der mehrphasige Aufbau einer Zahnspulenwicklung zum Ziel, eine mit konstanter Amplitude drehende Flussdichteverteilung im Luftspalt der Maschine zu erzeugen. Betrachtet man nur die Grundwelle, so kann die Durchflutungsverteilung eines von Wechselstrom durchflossenen Stranges im Luftspalt wie folgt definiert werden:

$$\Theta_{Str,1}(\gamma', t) = \hat{\Theta}_1 \cdot \cos(p \cdot (\gamma' - \gamma'_{Str})) \cdot \cos(\omega t + \varphi_{Str}) \quad (2.26)$$

Wobei der räumliche Versatz des jeweiligen Stranges mit  $\gamma'_{Str}$  beschrieben wird und der zeitliche Versatz des jeweiligen Strangstromes bzw. Phasenstromes über  $\varphi_{Str}$  berücksichtigt wird. Da im Luftspalt zwischen dem Verlauf der Durchflutung und der Flussdichte eine Proportionalität besteht, kann die Verteilung der magnetischen Flussdichte eines Stranges über die Gleichung

$$B_{Str,p}(\gamma', t) = \hat{B}_p \cdot \cos(p \cdot (\gamma' - \gamma'_{Str})) \cdot \cos(\omega t + \varphi_{Str}) \quad (2.27)$$

ausgedrückt werden. Ersetzt man nun mithilfe des Additionstheorems für trigonometrische Funktionen das Produkt

$$\cos(x) \cdot \cos(y) = \frac{1}{2} \left( \cos(x - y) + \cos(x + y) \right) \quad (2.28)$$

kann die Gleichung 2.27 geschrieben werden zu

$$\frac{1}{2} \hat{B}_p \left( \cos\left(p \cdot (\gamma' - \gamma'_{Str}) - \omega t - \varphi_{Str}\right) + \cos\left(p \cdot (\gamma' - \gamma'_{Str}) + \omega t + \varphi_{Str}\right) \right) \quad (2.29)$$

Somit lässt sich die Verteilung der magnetischen Flussdichte eines Stranges in eine mitlaufende Wanderwelle und eine gegenlaufende Wanderwelle aufteilen. Betrachtet man Gleichung 2.29 näher so ist zu erkennen, dass bei einer mehrphasigen Speisung und bei einer Übereinstimmung des Betrages des räumlichen Strangversatzes (abhängig von der Polpaarzahl) mit dem Betrag des elektrischen Phasenversatzes, nur eine mitlaufende Wanderwelle existiert.

$$\gamma'_{Str} = \frac{\pi}{m \cdot p} \quad (2.30)$$

$$\varphi_{Str} = \frac{\pi}{m} \quad (2.31)$$

Dies lässt sich anhand eines dreiphasigen Beispiels wie folgt für die Mitkomponente der Flussdichte darstellen:

$$\begin{aligned} B_{mit,p}(\gamma', t) &= \frac{1}{2} \hat{B}_p \cdot \left( \cos(p \cdot \gamma' - \omega t) + \cos\left(p \cdot \left(\gamma' - \frac{\pi}{3 \cdot p}\right) - \omega t - \left(-\frac{\pi}{3}\right)\right) \right. \\ &\quad \left. + \cos\left(p \cdot \left(\gamma' - \frac{2\pi}{3 \cdot p}\right) - \omega t - \left(-\frac{2\pi}{3}\right)\right) \right) \\ &= \frac{3}{2} \hat{B}_1 \cdot \cos(p \cdot \gamma' - \omega t) \end{aligned} \quad (2.32)$$

Die resultierende Gegenkomponente der magnetischen Flussdichte hebt sich für diesen Auslegungsfall auf:

$$\begin{aligned} B_{geg,p}(\gamma', t) &= \frac{1}{2} \hat{B}_p \cdot \left( \cos(p \cdot \gamma' + \omega t) + \cos\left(p \cdot \left(\gamma' - \frac{\pi}{3 \cdot p}\right) + \omega t - \frac{\pi}{3}\right) \right. \\ &\quad \left. + \cos\left(p \cdot \left(\gamma' - \frac{2\pi}{3 \cdot p}\right) + \omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ &= \frac{1}{2} \hat{B}_p \cdot \left( \cos(p \cdot \gamma' + \omega t) + \cos\left(p \cdot \gamma' + \omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right. \\ &\quad \left. + \cos\left(p \cdot \gamma' + \omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \right) \\ &= 0 \end{aligned} \quad (2.33)$$

Das dreiphasige Beispiel aus der Gleichung 2.32 und 2.33 kann auch mittels einer Zeigerdarstellung visualisiert werden, dies ist in der Abbildung 2.11 zu sehen. Hierbei ist die gleichphasige Addition der mitlaufenden Durchflutungskomponenten sowie die Aufhebung der gegenlaufenden Durchflutungskomponente deutlicher zu erkennen.

Die Forderung aus der Gleichung 2.30 und 2.31 können beispielhaft an einer dreiphasigen Zahnspulenwicklung, wie in der Abbildung 2.12 a) dargestellt ist, visualisiert werden.

## 2. Zur Beschreibung der Wicklungen elektrischer Maschinen

---

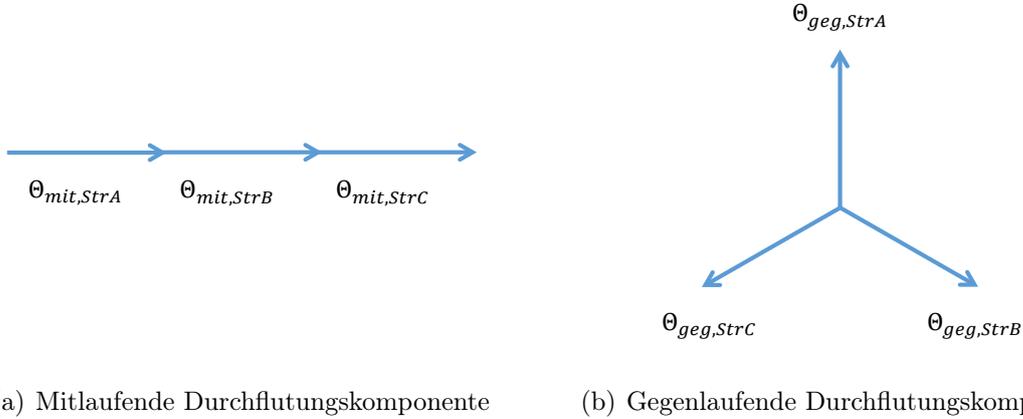


Abbildung 2.11: Zeigerdarstellung der mit- und gegenlaufenden Durchflutungskomponente einer dreiphasigen Wicklung

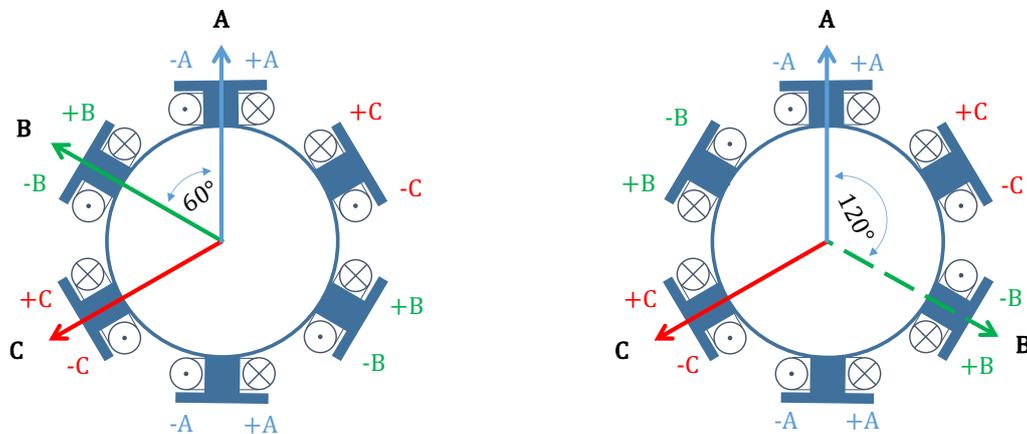
Hierbei sind die Spulen um einen räumlichen Versatz von  $\pi/3$  zueinander verschoben, sowie mit Strömen gespeist, welche ebenfalls elektrisch bzw. zeitlich zueinander um  $\pi/3$  versetzt sind. Zusätzlich ist die von der jeweiligen Spule resultierende Magnetisierungsachse eingezeichnet. Die Wicklungsauslegung nach der Gleichung 2.30 und 2.31 führt auf eine axialsymmetrische Anordnung der Spulen und bringt praktisch gesehen erhebliche Nachteile mit sich. Wie in [43] näher beschrieben ist eine Polygonschaltung (Dreieckschaltung für  $m = 3$ ) nicht möglich. Werden die Stränge mittels der Sternschaltung miteinander verbunden, so heben sich die Ströme in Summe nicht mehr gegenseitig auf und es würde zu einem Stromfluss im Neutralleiter führen bzw. zu einer Spannungsverzerrung bei nicht angeschlossenem Neutralleiter. Aufgrund dieser Nachteile hat es sich in der Praxis und besonders im Aufbau der dreiphasigen Wicklungen durchgesetzt die Wicklung nach den Gleichungen

$$\gamma'_{Str} = \frac{2\pi}{m \cdot p} \quad (2.34)$$

$$\varphi_{Str} = \frac{2\pi}{m} \quad (2.35)$$

auszulegen. Diese Auslegung ist besonders bei ungeradzahligem Mehrphasensystemen einfach möglich und führt auf eine radial-symmetrische Wicklungsauslegung. Polt man die geradzahligem Stränge des Mehrphasensystems um, so führt dies zu einem unbelaste-

## 2. Zur Beschreibung der Wicklungen elektrischer Maschinen



(a) Räumlicher und zeitlicher Winkel von  $\frac{\pi}{3}$

(b) Räumlicher und zeitlicher Winkel von  $\frac{2\pi}{3}$

Abbildung 2.12: Beispielhafter Aufbau einer dreiphasigen Zahnspulenwicklung ( $m = 3$ ) mit zwei Polpaaren ( $2p = 2$ ) und einer Lochzahl von eins ( $q = 1$ ) mit Darstellung der Durchflutungsrichtung der jeweiligen Spule

ten Sternpunkt. Somit ist die Summe aller Ströme bzw. Spannungen gleich Null und die Polygonschaltung der Stränge ist wiederum problemlos möglich. In der Abbildung 2.12 b) ist dies beispielhaft dargestellt. Die Umpolung der Phase B führt zu einer Änderung der Magnetisierungsrichtung der Phase B. Somit erhält man die in den Gleichungen 2.34 und 2.35 geforderte Auslegungsbedingung.

Bei geradzahlgiger Phasenzahl kann der Wicklungsaufbau in zwei Fälle unterteilt werden. Ist die geradzahlgige Phasenzahl ein Potenz von zwei so besitzt sie keinen ungeradzahlgigen Teiler  $m_u$ . In diesem Fall ist eine Entlastung des Sternpunktes nicht mehr möglich. Ein Beispiel hierfür liefert ein 2 Phasensystem wie es in der Abbildung 2.13 a) dargestellt ist. Als Praxisbeispiel kann hierzu ein Kondensatormotor herangezogen werden. Wird er gerade so belastet, dass die aufgenommenen Leistungen der beiden Phasen identisch sind, so erzeugt dieser in diesem Arbeitspunkt ein Kreisdrehfeld. Die Summe des zur Maschine hinfließenden Stroms und dementsprechend der Betrag des Neutralleiterstroms ist größer als die der einzelnen Phasen.

Ist die geradzahlgige Phasenanzahl durch einen ungeradzahlgigen Teiler  $m_u$  teilbar, so kann bei diesen Mehrphasensystemen durch Umpolung einzelner Phasen zumindest  $m/m_u$  Gruppen von  $m_u$  Phasen gebildet werden. Somit erhält man wieder einen unbelasteten

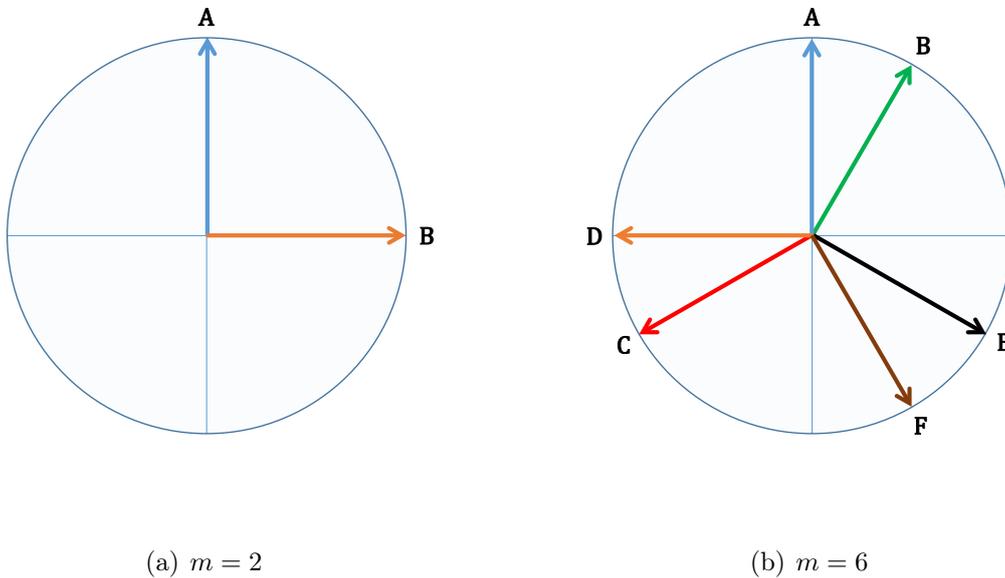


Abbildung 2.13: Beispieldarstellung geradzahlgiger Mehrphasensysteme zur symmetrischen Speisung

Sternpunkt und eine Polygonschaltung der aufgeteilten Gruppen ist wiederum möglich. Ein Beispiel hierzu liefert ein 6 Phasensystem, wie es in der Abbildung 2.13 b) zu sehen ist. Hierbei wird das 6 Phasensystem in zwei 3 Phasensysteme unterteilt. Somit bilden die abgebildeten Phasen A E C und die Phasen B F D jeweils ein eigenständiges 3 Phasensystem. Durch die Umpolung der Phasen C und D lässt sich somit eine Phasendrehung von  $\pi/m$  für das gesamte System realisieren und in den einzelnen 3 Phasensystemen beträgt die Phasendrehung die gewohnten  $2\pi/m$ . Die praktische Realisierung eines derartigen 6 Phasensystems kann mithilfe des üblich vorhandenen 3 Phasensystems und zweier Transformatoren (zum Beispiel Yy0 und Dy11) durchgeführt werden. Eine detailliertere theoretische sowie praktische Betrachtung von Mehrphasensystemen bei Asynchronmaschinen kann in [34] und [35] gefunden werden.

## 2.5 Nutenstern und Spannungstern

Eine sehr hilfreiche Methode zur Visualisierung des Wicklungsaufbaus stellt der Nutenstern und der daraus abzuleitende Spannungstern dar. Lässt man über eine Wicklung ein Flussdichteverteilung wie sie in der Gleichung 2.32 beispielhaft definiert ist laufen, so wird nach dem Induktionsgesetz in jedem in der Nut liegenden Leiter eine Wechselspan-

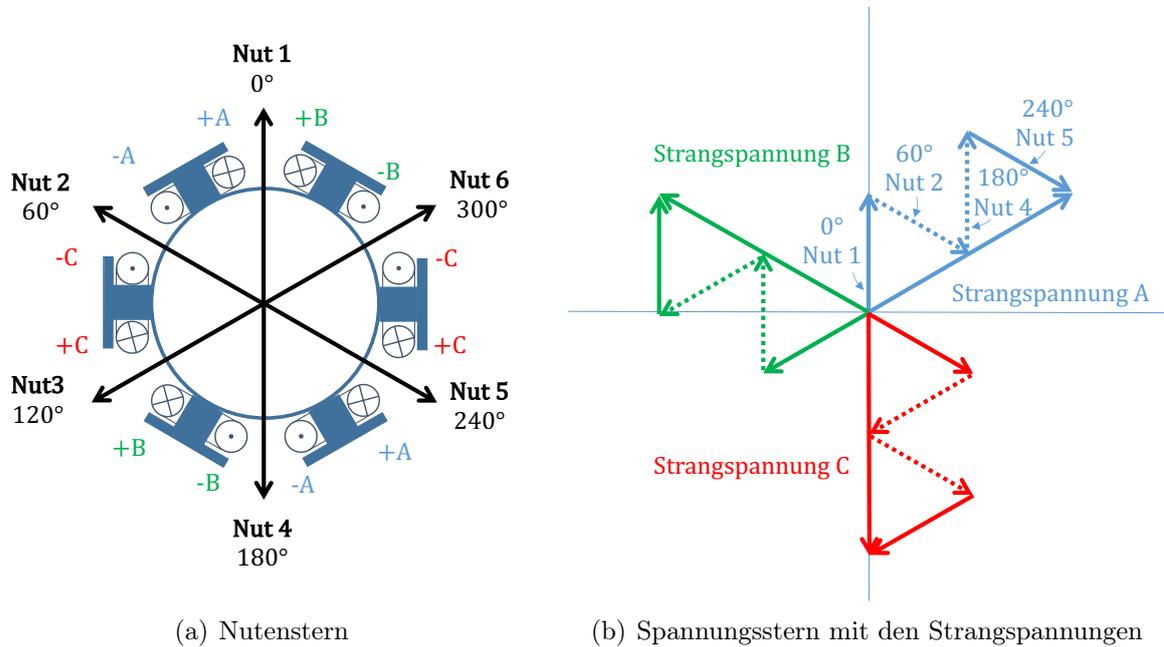


Abbildung 2.14: Beispielhafter Aufbau einer dreiphasigen Zahnspulenwicklung ( $m = 3$ ) mit einem Polpaar ( $2p = 2$ ) und einer Lochzahl von eins ( $q = 1$ )

nung erzeugt. Daher kann jeder Nut entlang des Maschinenumfangs ein Zeiger gleicher Länge zugeordnet werden, bei gleicher Windungszahl. Die Richtung des Zeigers kann somit der induzierten Spannung der jeweiligen Nuten zugeordnet werden. Ausgehend von der Gleichung 2.5 kann für eine Urwicklung der entsprechende elektrische Winkel von zwei benachbarten Nuten für die Grundharmonischen wie folgt bestimmt werden:

$$\alpha_{n,p} = p \cdot \frac{2\pi}{N} = p \cdot \frac{360^\circ}{N} \quad (2.36)$$

Zur Bestimmung der Winkel zwischen zwei Zeigern einer anderen existierenden Ordnungszahl kann die Gleichung

$$\alpha_{n,\nu} = \nu \cdot \frac{2\pi}{N} = \nu \cdot \frac{360^\circ}{N} \quad (2.37)$$

herangezogen werden.

In der Abbildung 2.14 a) ist eine beispielhafte Urwicklung einer dreiphasigen Zahnspulenwicklung mit 6 Nuten, einem Polpaar und einer Lochzahl von eins dargestellt. Die Nummerierung der Zeiger wurde so gewählt, dass sie an der Stelle, an der die Wicklung

## 2. Zur Beschreibung der Wicklungen elektrischer Maschinen

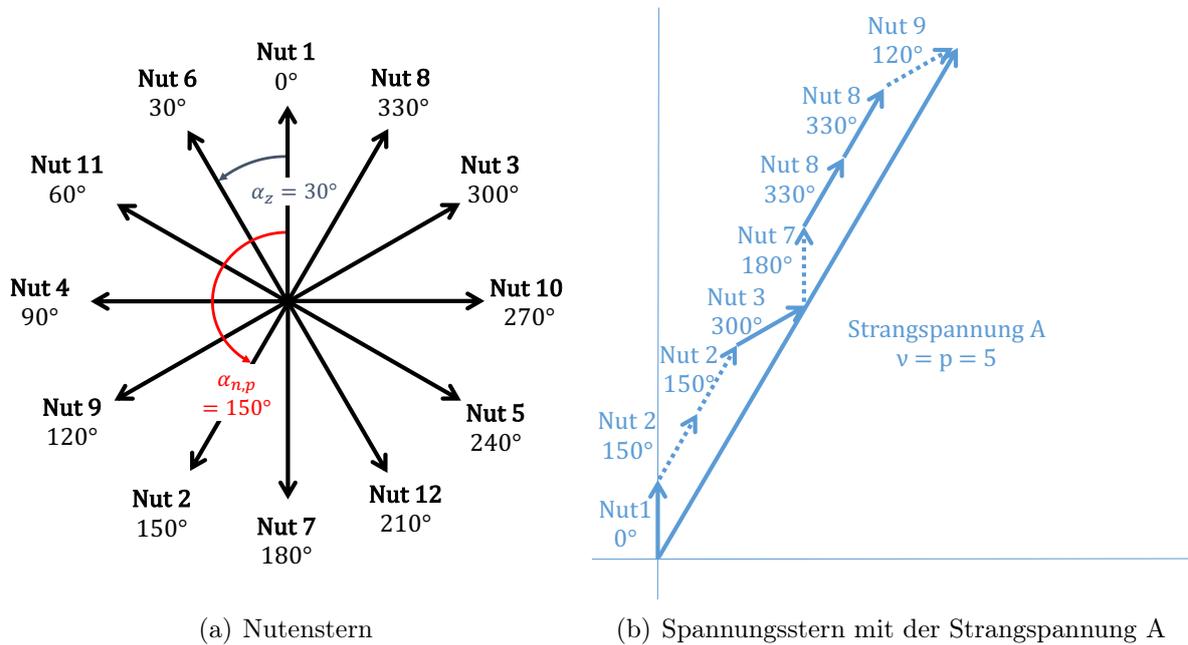


Abbildung 2.15: Beispielfaeher Aufbau einer dreiphasigen Zahnspulenwicklung ( $m = 3$ ) mit fünf Polpaaren ( $2p = 10$ ) und einer Lochzahl von  $q = \frac{2}{5}$

A (Nut 1 und  $0^\circ$ ) beginnt, startet und fortlaufend durchnummeriert wird. Wie im Unterkapitel 2.4 besprochen, ist bei diesem Aufbau der räumliche Winkel der Spulen um  $120^\circ$  zueinander versetzt. Somit beginnt die Phase B am Zeiger Nummer 3 und die Phase C am Zeiger Nummer 5. Mithilfe des Nutensterns kann nun der Spannungsstern für diesen Wicklungsaufbau gebildet werden, der die Spannungen der einzelnen Spulenseiten visualisiert. Die Richtung eines Spannungszeigers folgt hierbei aus der Richtung des entsprechenden Zeigers aus dem Nutenstern. Hierbei gilt es das Vorzeichen der Spulenseite zu berücksichtigen und bei einem negativen Vorzeichen ist der Zeiger des Spannungssterns entgegengesetzt zum Zeiger des Nutensterns zu positionieren (eine Drehung um  $180^\circ$  durchführen). Für das betrachtete Beispiel sind hierbei diese gedrehten Zeiger mittels punktierter Linien ausgeführt, dies ist in der Abbildung 2.14 b) zu erkennen. Der Spannungsstern bildet hierbei auch eine gute Möglichkeit zur Überprüfung des Wicklungsaufbaus. Beim Addieren der Spannungszeiger müssen sich gleichlange und in diesem Fall um  $120^\circ$  versetzte Strangspannungen bilden.

Ein weiterer Vorteil des Spannungssterns besteht in der Möglichkeit mit seiner Hilfe den Wicklungsfaktor für eine beliebige Ordnungszahl zu bestimmen. Hierzu wird die resultierende Länge des Strangspannungszeigers durch die algebraische Summe der Spannungszeiger dividiert.

## 2. Zur Beschreibung der Wicklungen elektrischer Maschinen

Ein weiteres Beispiel für die Anwendung des Nutensterns und des daraus abzuleitenden Spannungsterns, ist in der Abbildung 2.15 dargestellt. Hierbei handelt es sich um eine Urwicklung einer dreiphasigen Zahnspulenwicklung mit 12 Nuten, fünf Polpaaren und einer Lochzahl von  $2/5$ . In dem Beispiel 2.14 entspricht der Zeigerwinkel  $\alpha_z$  des Nutensterns auch dem elektrischen Winkel zweier benachbarter Nuten  $\alpha_{n,p}$ . In dieser Beispielanordnung entspricht diese jedoch nicht mehr den Tatsachen, wie es in der Abbildung 2.15 a) zu erkennen ist. Der Zeigerwinkel einer Urwicklung kann über die Gleichung

$$\alpha_z = t_{uv} \cdot \frac{2\pi}{N} = t_{uv} \cdot \frac{360^\circ}{N} \quad (2.38)$$

bestimmt werden [43]. Hierbei steht die Variable  $t_{uv}$  für die Anzahl der Urverteilungen des jeweiligen Wicklungsaufbaus, näheres hierzu wird im Unterkapitel 2.7.1 erläutert. In der Abbildung 2.15 b) ist der besseren Übersicht halber nur eine Phase im Spannungstern abgebildet. In der Darstellung 2.16 ist für diesen Wicklungsaufbau der Nutenstern über den Maschinenumfang und somit über die entsprechende Nut abgebildet. Hierbei ist besonders gut zu erkennen, dass die aufeinanderfolgenden Zeiger des Nutensterns nicht direkt den aufeinanderfolgenden Nuten am Maschinenumfang entsprechen müssen.

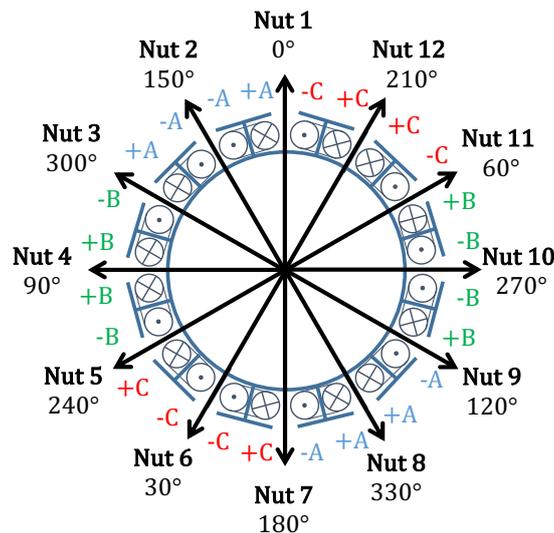


Abbildung 2.16: Darstellung des Nutensterns 2.15 a) abgebildet auf den Maschinenumfang

## 2.6 Oberwellenstreuung

Bei der Auslegung einer Asynchronmaschine mittels Zahnspulenwicklung spielt die Oberwellenstreuung oder auch als doppelt verkettete Streuung bezeichnet eine sehr wichtige Rolle. Bevor es zur näheren Erläuterung bzw. Definition dieser Streuung kommt, soll die Aussage aus dem ersten Satz zunächst näher betrachtet werden. Beim Entwurf einer Asynchronmaschine kann das stationäre Grundwellenersatzschaltbild (siehe Abbildung 2.17) eingesetzt werden, um zum Beispiel das stationäre Verhalten der Asynchronmaschine zu beschreiben. Auf das Ersatzschaltbild wird nochmals im Kapitel 3 näher eingegangen.

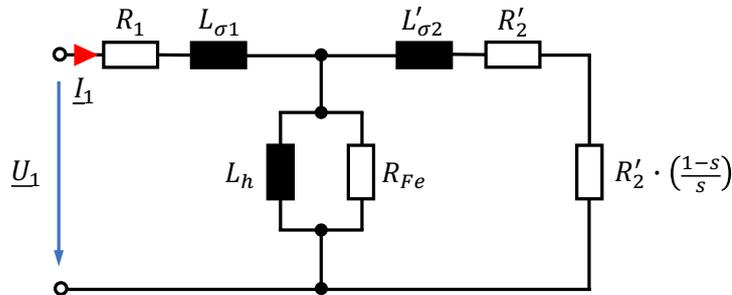


Abbildung 2.17: Grundwellenersatzschaltbild der Asynchronmaschine

Bei dieser Betrachtung wird die Oberwellenstreuung über eine zusätzliche Induktivität  $L_{\sigma d}$  abgebildet und diese zur Nutstreuinduktivität  $L_{\sigma n}$ , der Zahnkopfstreuinduktivität  $L_{\sigma z}$  und der Wickelkopfstreuinduktivität  $L_{\sigma w}$  des jeweiligen Wicklungsaufbaus dazugechnet. Diese Induktivitäten bilden somit die im Ersatzschaltbild in Reihe geschaltete Summe der Streuinduktivität  $L_{\sigma 1}$  des Stators:

$$L_{\sigma 1} = L_{\sigma n1} + L_{\sigma z1} + L_{\sigma w1} + L_{\sigma d1} \quad (2.39)$$

bzw.  $L'_{\sigma 2}$  des Rotors, unter der Berücksichtigung des Übersetzungsverhältnisses:

$$L'_{\sigma 2} = L'_{\sigma n2} + L'_{\sigma z2} + L'_{\sigma w2} + L_{\sigma d2} \quad (2.40)$$

Die Induktivität der Oberwellenstreuung wird hierbei mithilfe des Koeffizienten der dop-

## 2. Zur Beschreibung der Wicklungen elektrischer Maschinen

---

pelt verketteten Streuung  $\sigma_d$  und der Hauptinduktivität  $L_h$  des mehrphasigen Wicklungsaufbaus bestimmt.

$$L_{\sigma d1} = \sigma_{d1} \cdot L_h \quad (2.41)$$

$$L_{\sigma d2} = \sigma_{d2} \cdot L_h \quad (2.42)$$

Bei einer Zahnspulenwicklung kann der Koeffizient der doppelt verketteten Streuung einen Wert von größer als 1 annehmen. Betrachtet man nun den größten vorkommenden Wert dieses Koeffizienten bei einer Normmaschine (IEC 56,  $2p = 6$ ), so erreicht dieser einen Wert von 0,0285 bzw. 2,85 % [21]. Somit ist hier ein nicht zu vernachlässigender Unterschied festzustellen. Desto größer dieser Koeffizient wird um so mehr induktive Blindleistung nimmt die Maschine aus dem Netz auf und es verschlechtert sich somit der Wirkungsgrad der Maschine. Weiterhin kann mithilfe des Ersatzschaltbildes aus Abbildung 2.17, unter einer konstanten Speisespannung  $U_1$  und Netzfrequenz  $f$ , das maximale Moment bzw. Kippmoment  $M_k$  der Maschine abgeschätzt werden zu [51]:

$$M_k \approx \frac{m \cdot p \cdot U_1^2}{8 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot (L_{\sigma 1} + L'_{\sigma 2})} \quad (2.43)$$

Mit der Gleichung 2.43, 2.39 sowie 2.40 ist somit zu erkennen, dass mit zunehmender Oberwellenstreuung das Maximalmoment der Maschine abnimmt. Ohne näher auf weitere Effekte der Oberwellen einzugehen ist bereits anhand des Grundwellenmodells ersichtlich, dass ein höherer Wert der Oberwellenstreuung Nachteile mit sich bringt.

Bei der Auslegung einer Asynchronmaschine wird der Koeffizient der Oberwellenstreuung anhand von Tabellen, wie sie z.B. in [60] zu finden sind, für den jeweiligen Wicklungsaufbau bestimmt. Für den Zahnspulenwicklungsaufbau sind derartige Tabellen nur schwer zu finden. Unter der Annahme einer gleichmäßigen Nutung, eines konstanten Luftspalts und einer konzentrierten Nutdurchflutung kann der Koeffizient der Oberwellenstreuung analytisch bestimmt werden. Hierzu wird üblicherweise der Ansatz über die magnetisch gespeicherte Energie des Luftspaltfeldes gewählt [46]. Hierbei wird die magnetische Energie des Luftspaltvolumens über die wirksame magnetische Luftspaltbreite  $\delta'$ , welche die Nutungen sowie den magnetischen Spannungsabfall im Eisen mitberücksichtigt und mithilfe der Zylinderkoordinaten in der Gleichung 2.44 bestimmt.

$$W_{m\delta'} = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2 = \frac{1}{2} \int_V B \cdot H dV = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} B(\gamma') \cdot H(\gamma') \cdot l \cdot \delta' \cdot \frac{D}{2} d\gamma' \quad (2.44)$$

Über den Zusammenhang der magnetischen Flussdichte mit der magnetischen Feldstärke im Medium Luft wird die Gleichung 2.44 zu

$$W_{m\delta'} = \frac{\mu_0}{2} \int_0^{2\pi} H^2(\gamma') \cdot l \cdot \delta' \cdot \frac{D}{2} d\gamma' = \frac{\mu_0 \cdot l \cdot D}{4 \cdot \delta'} \int_0^{2\pi} \Theta^2(\gamma') d\gamma' \quad (2.45)$$

Diese gesamte magnetische Energie kann nochmals aufgeteilt werden. Zum einen in die gespeicherte magnetische Energie der Grunddurchflutung und zum anderen in die gespeicherte magnetische Energie der Harmonischen der Durchflutungsverteilung. Setzt man nun diese Energiemengen ins Verhältnis

$$\frac{W_{m\sigma d}}{W_{mh}} = \frac{1/2 \cdot L_{\sigma d} \cdot i^2}{1/2 \cdot L_h \cdot i^2} \quad (2.46)$$

so erhält man nun den Koeffizienten der Oberwellenstreuung zu:

$$\sigma_d = \frac{L_{\sigma d}}{L_h} = \frac{\int_0^{2\pi} (\Theta^2(\gamma') - \Theta_h^2(\gamma')) d\gamma'}{\int_0^{2\pi} \Theta_h^2(\gamma') d\gamma'} \quad (2.47)$$

Mithilfe der dritten binomischen Formel und der mathematischen Erweiterung

$$\Theta(\gamma') = \Theta_h(\gamma') + \Theta(\gamma') - \Theta_h(\gamma')$$

kann der Zähler aus Gleichung 2.47 umgeformt werden zu

$$\int_0^{2\pi} 2 \cdot \Theta_h(\gamma') \cdot (\Theta(\gamma') - \Theta_h(\gamma')) + (\Theta(\gamma') - \Theta_h(\gamma'))^2 d\gamma' \quad (2.48)$$

Der Term  $2 \cdot \Theta_h(\gamma') \cdot (\Theta(\gamma') - \Theta_h(\gamma'))$  aus der Gleichung 2.48 stellt die Multiplikation der Grunddurchflutung mit den Durchflutungsanteilen aller Oberfelder dar. Da die Frequenz der Durchflutungsanteile der Oberfelder von der Grundverteilung abweicht,

## 2. Zur Beschreibung der Wicklungen elektrischer Maschinen

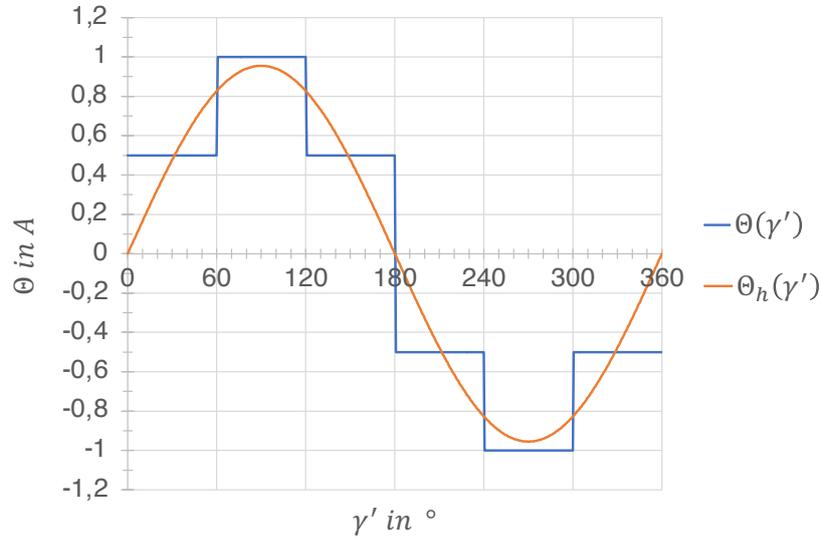


Abbildung 2.18: Resultierende Durchflutungsverteilung und Grunddurchflutung für die Zahnspulenwicklung aus Abbildung 2.15 für eine Stromamplitude von 1A pro Phase und einer Windung pro Spule

liefert das Integral über den gesamten Maschinenumfang den Wert Null und dieser Term verschwindet hierdurch. Somit kann die Gleichung 2.47 wie folgt geschrieben werden:

$$\sigma_d = \frac{\int_0^{2\pi} (\Theta(\gamma') - \Theta_h(\gamma'))^2 d\gamma'}{\int_0^{2\pi} \Theta_h^2(\gamma') d\gamma'} \quad (2.49)$$

Im Nenner dieser Gleichung findet sich somit die quadrierte Summe der harmonischen Durchflutungsanteile auch als quadrierte Restkurve bezeichnet und im Nenner die quadrierte Grunddurchflutung.

Mit Hilfe des Strombelags der entsprechenden Wicklung kann die resultierende Durchflutungsverteilung berechnet werden und die Grunddurchflutung mittels einer Fourier Reihenzerlegung bestimmt werden. Auf die Details hierzu wird in Kapitel 3 näher eingegangen. Diese Berechnung ist beispielhaft für den Zahnspulenwicklungsaufbau aus der Abbildung 2.15 durchgeführt worden. Der Verlauf der Durchflutungsverteilung und der Grunddurchflutung ist in der Abbildung 2.18 dargestellt. Mit dieser Information kann nun die quadrierte Restkurve sowie die quadrierte Grunddurchflutung bestimmt werden, zu sehen in der Abbildung 2.19. Nun kann das Integral im Zähler und Nenner der Gleichung 2.49 numerisch oder analytisch für diese Anordnung bestimmt werden.

## 2. Zur Beschreibung der Wicklungen elektrischer Maschinen

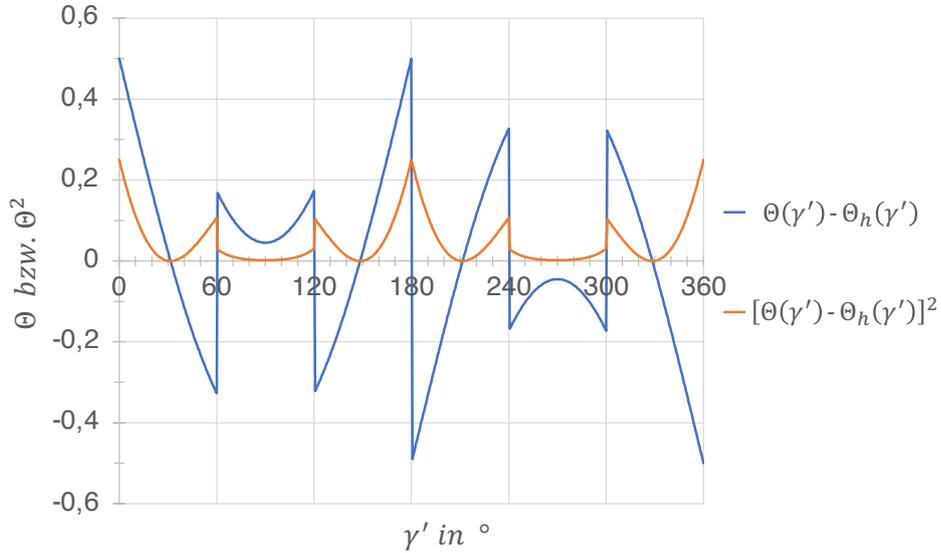


Abbildung 2.19: Darstellung der Restkurve und der quadrierten Restkurve

Analytisch kann der Koeffizient der Oberwellenstreuung für dieses Beispiel wie folgt berechnet werden

$$\begin{aligned}
 \sigma_d = & \left[ \int_0^{\arcsin\left(\frac{0,5}{0,9549}\right)} \left(0,5A - 0,9549A \cdot \sin(\gamma')\right)^2 d\gamma' \right. \\
 & + \int_{\arcsin(0,5/0,9549)}^{\pi/3} \left(0,5A - 0,9549A \cdot \sin(\gamma')\right)^2 d\gamma' \\
 & \left. + \int_{\pi/3}^{\pi/2} \left(1A - 0,9549A \cdot \sin(\gamma')\right)^2 d\gamma' \right] \cdot \frac{1}{\int_0^{\pi/2} (0,9549A \cdot \sin(\gamma'))^2 (\gamma') d\gamma'}
 \end{aligned} \tag{2.50}$$

und ergibt einen Wert von  $\sigma_d = 9,6629\%$ .

Nach dieser Definition der Oberwellenstreuung mittels der Energiebetrachtung, lässt sich somit auch die physikalische Deutung dieser Größen besser einordnen. Der Begriff Streuung ist hierbei als nicht nutzbarer Energiegehalt der Oberwellen, bezogen auf den Energiegehalt der Grundwelle, zu deuten. Eine weitere verbreitete Möglichkeit zu Bestimmung des Koeffizienten der Oberwellenstreuung liefert das Verhältnis der Streuflossverkettung  $\Psi_{\sigma d}$  zur Grundflussverkettung  $\Psi_h$  und kann somit über die Gleichung

$$\sigma_d = \frac{\Psi_{\sigma d}}{\Psi_h} = \frac{\sum_{\nu \neq p} \Psi_\nu}{\Psi_h} = \frac{\sum_{\nu \neq p}^{\infty} \left( \frac{k_{w,\nu}}{\nu} \right)^2}{\left( \frac{k_{w,h}}{p} \right)^2} \quad (2.51)$$

definiert werden [43]. Betrachtet man nun noch einmal den Zahnspulenwicklungsaufbau aus der Abbildung 2.15 mit der Gleichung 2.51, so können die Wicklungsfaktoren der einzelnen Harmonischen ebenfalls mittels der Fourieranalyse der Durchflutungsverteilung bestimmt werden. Für diesen Wicklungsaufbau mit einer Lochzahl von  $q = 1$  kann der Koeffizient der Oberwellenstreuung auch recht schnell bestimmt werden. Die Wicklungsfaktoren der höheren Harmonischen sind in diesem Beispiel gleich dem Wicklungsfaktor der Grundharmonischen. Wird dieser Aufbau symmetrisch gespeist, so entstehen nur Durchflutungsanteile mit den Ordnungszahlen:

$$\nu = p \cdot (1 + 6 \cdot g) \text{ mit } g \in \mathbb{R} \quad (2.52)$$

Betrachtet man die Gleichung 2.51 bis zu einer maximalen Ordnungszahl von  $\nu = 200$ , so erhält man schon eine sehr gute Übereinstimmung mit dem analytisch geschlossen bestimmten Wert für den Koeffizient der Oberwellenstreuung aus der Gleichung 2.50.

$$\sigma_d = \frac{\sum_{\nu=5}^{200} \left( \frac{0,5}{\nu} \right)^2}{\left( \frac{0,5}{1} \right)^2} = 9,5\% \quad (2.53)$$

## 2.7 Zahnspulenaufbau

Wie bereits in der Einleitung erwähnt, stellen Zahnspulenwicklungen einen Sonderfall der Bruchlochwicklungen mit einer Lochzahl kleiner als 1 dar. Bei dieser Konstellation entartet die Bruchlochwicklung zu einem Wicklungsaufbau, der aus Einzelspulen mit der Spulenweite einer Nutteilung besteht [30]. In der Literatur wird die Zahnspulenwicklung auch als konzentrierte Wicklung oder auch seltener als Polwicklung, wegen der Ähnlichkeit zum Aufbau der Erregerwicklung einer Gleichstrommaschine oder einer Schenkelpol-Synchronmaschine betitelt. Bruchlochwicklungen und somit auch die Zahn-

spulenwicklung zeichnen sich dadurch aus, dass die Lochzahl  $q$  keine natürliche ganze Zahl ist. Eine Ausnahme stellt hierbei der Zahnspulenaufbau mit der Lochzahl  $q = 1$  dar. Die Lochzahl wurde in der Gleichung 2.1 definiert. Die Lochzahl kann somit als Bruch, wie in Gleichung 2.54 dargestellt, wiedergegeben werden.

$$q = \frac{q_z}{q_n} \quad ggT(q_z, q_n) = 1 \quad (2.54)$$

Der Zähler  $q_z$  und der Nenner  $q_n$  der Gleichung 2.1 bzw. 2.54 werden solange mathematisch vereinfacht bis sie teilerfremd sind [5, 43].

### 2.7.1 Einteilung von Zahnspulenwicklungen

Orientiert man sich beim Wicklungsaufbau an der Ganzlochwicklung, so kann auch bei der Zahnspulenwicklung der Aufbau zunächst für eine Urwicklung erfolgen. Eine Urwicklung einer mehrphasigen Wicklung ist der Teil, der sich periodisch am Umfang der Maschine wiederholt. Somit wiederholt sich der Wicklungsaufbau nach einem gewissen Umfang der Maschine aufs Neue. Einen entscheidenden Unterschied der Zahnspulenwicklung zur Ganzlochwicklung stellt die Tatsache dar, dass sich die Urwicklung des Aufbaus über mehrere Polpaare hinweg ziehen kann. Ein weiterer wesentlicher Unterschied zur Ganzlochwicklung ist, dass bei einer Zahnspulenwicklung die Ordnungszahl  $\nu = 1$ , welche auch als Grundwelle bezeichnet wird, nicht unbedingt mit der Ordnungszahl der Hauptwelle bzw. Arbeitswelle gleichzusetzen ist. Somit trägt eine vorhandene Feldwelle mit der Ordnungszahl  $\nu = 1$  des Zahnspulenaufbaus nicht zwangsläufig zur gewünschten Drehmomentenerzeugung an der Welle bei.

Wie in [68] im Detail beschrieben, können die Urwicklungen einer Bruchlochwicklungen allgemein in zwei Arten unterteilt werden. Diese Klassifizierung kann auch für die Zahnspulenwicklung angewandt werden. Die Aufteilung wird mittels der Nutzahl pro Strang und Urverteilung durchgeführt. Liefert dieses Ergebnis eine gerade natürliche Zahl, so ist damit eine Urwicklung erster Art gemeint:

$$\frac{N}{t_{uv} \cdot m} \in \mathbb{N}_g \quad (2.55)$$

Liefert dieses Ergebnis jedoch eine ungerade natürliche Zahl, dann wird von einer Urwicklung zweiter Art gesprochen:

$$\frac{N}{t_{uv} \cdot m} \in \mathbb{N}_u \quad (2.56)$$

Eine grundsätzliche Übersicht dieser Aufteilung ist in der Tabelle 2.1 dargestellt. Für weitere Details sei hier auf [68] verwiesen. Einen wichtigen Orientierungspunkt zur Wicklungsauslegung liefert die Bestimmung des Nutenwinkels, wie er in der der Tabelle 2.1 definiert ist. Mit der Festlegung der Nutenzahl, der Polpaarzahl und der Phasenzahl kann der Nutenwinkel bestimmt werden und somit auch die Wicklungsauslegung mittels des Nutensterns erfolgen. Im Folgenden wird eine Urwicklung erster und zweiter Art beispielhaft dargestellt.

	Urwicklung 1. Art	Urwicklung 2. Art
Kennzeichen	$\frac{N}{t_{uv} \cdot m} \in \mathbb{N}_g$	$\frac{N}{t_{uv} \cdot m} \in \mathbb{N}_u$
Nenner $q_n$	$\in \mathbb{N}_u$	$\in \mathbb{N}_g$
Anzahl der Urverteilungen $t_{uv}$	$p/q_n$	$2 \cdot p/q_n$
Zeigerwinkel $\alpha_z$	$\frac{360^\circ}{N} \cdot t_{uv}$	$\frac{360^\circ}{N} \cdot t_{uv}$
Nutenwinkel $\alpha_{n,p}$	$q_n \cdot \alpha_z$	$\frac{q_n}{2} \cdot \alpha_z$

Tabelle 2.1: Kennwerte der Urwicklungen einer Zahnspulenwicklung

### Beispiel für Urwicklung 1. Art

Im Folgenden soll wieder die bereits aus der Abbildung 2.15 bekannte Zahnspulenwicklung mit 10 magnetischen Polen, einer dreiphasigen Speisung und eines zweischichtigen Aufbaus betrachtet werden:

$$\begin{aligned}
 N &= 12 \\
 q &= \frac{N}{2p \cdot m} = \frac{12}{10 \cdot 3} = \frac{2}{5} \\
 t_{uv} &= \frac{p}{q_n} = 1 \\
 \frac{N}{t_{uv} \cdot m} &\in \mathbb{N}_g \\
 \alpha_{n,p} &= q_n \cdot \frac{360^\circ}{N} \cdot t_{uv} = 5 \cdot \frac{360^\circ}{12} \cdot 1 = 150^\circ
 \end{aligned}$$

## 2. Zur Beschreibung der Wicklungen elektrischer Maschinen

Da der Nenner der Lochzahl eine ungerade Zahl darstellt und die Anzahl der Nuten geteilt durch die Anzahl der Urverteilungen, sowie der Phasenzahl, eine gerade Zahl liefert, stellt dieser Wicklungsaufbau somit ein Beispiel für eine Urwicklung der 1. Art dar. In der Abbildung 2.15 a) wurde der Nutenstern bereits für diesen Wicklungsaufbau vorgestellt. In der folgenden Abbildung 2.20 ist der abgerollte Maschinenumfang mit dem Nutbelegungsplan der einzelnen Wicklungsstränge im Detail dargestellt.

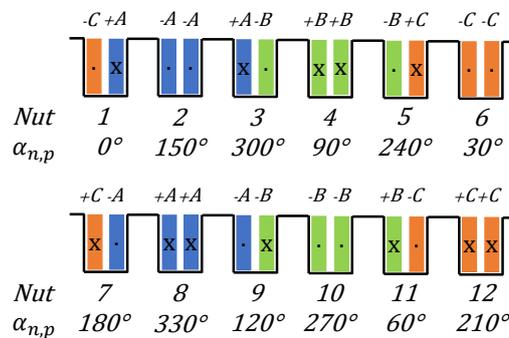


Abbildung 2.20: Detaillierter Aufbau der Zahnspulenwicklung aus Abbildung 2.15

### Beispiel für Urwicklung 2. Art

Als Beispiel für eine Urwicklung der zweiten Art soll eine achtpolige, siebenphasige und zweischichtige Zahnspulenwicklung dienen:

$$\begin{aligned}
 N &= 14 \\
 q &= \frac{N}{2p \cdot m} = \frac{14}{8 \cdot 7} = \frac{1}{4} \\
 t_{uv} &= 2 \cdot \frac{p}{q_n} = 2 \\
 \frac{N}{t_{uv} \cdot m} &\in \mathbb{N}_u \\
 \alpha_{n,p} &= \frac{q_n}{2} \cdot \frac{360^\circ}{N} \cdot t_{uv} = \frac{4}{2} \cdot \frac{360^\circ}{14} \cdot 2 = 102,86^\circ
 \end{aligned}$$

Wie es sich schon durch die Anzahl an Urverteilungen  $t_{uv} = 2$  andeutet, besteht dieser

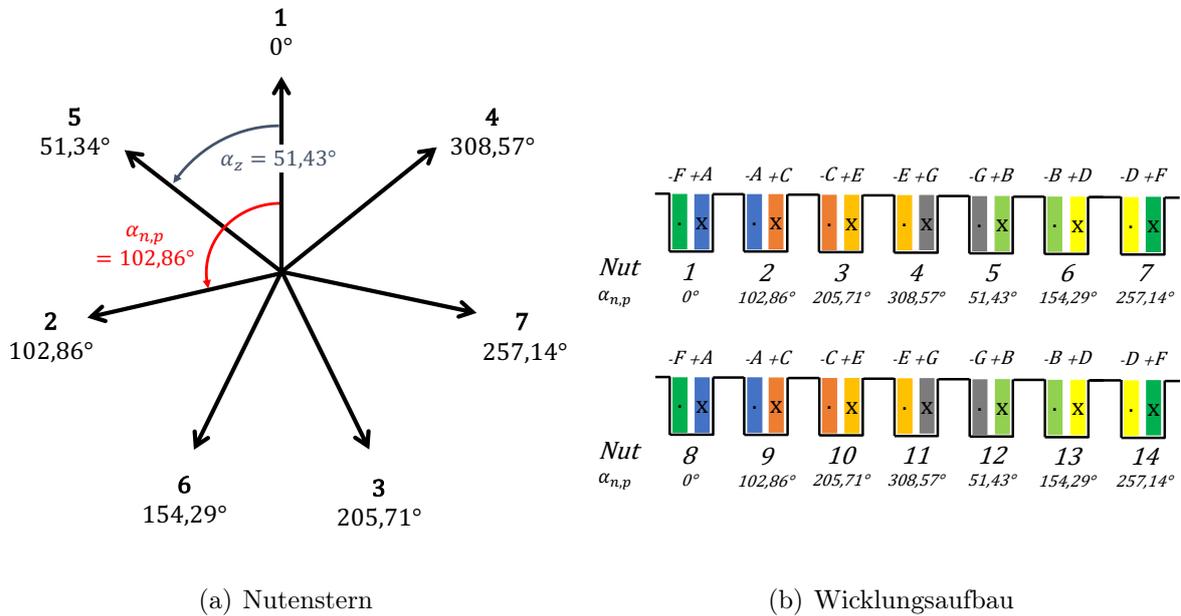


Abbildung 2.21: Beispielhafter Aufbau einer siebenphasigen Zahnspulenwicklung ( $m = 7$ ) mit vier Polpaaren ( $2p = 8$ ) und einer Lochzahl von  $q = 1/4$

achtpolige Wicklungsaufbau aus zwei sich wiederholenden Urwicklungen. Dies wird mithilfe des Nutensterns aus der Abbildung 2.21 a) noch einmal verdeutlicht. Die Gesamtanzahl an Nuten am Maschinenumfang beträgt 14. Um den Wicklungsaufbau eindeutig zu beschreiben genügen jedoch nur sieben Zeiger, welche im Nutenstern zu erkennen sind. Auch beim Wicklungsaufbau verdeutlicht sich diese Tatsache noch einmal. Wie in der Abbildung 2.21 b) zu sehen ist, wiederholt sich der gesamte Wicklungsaufbau nach sieben Nuten aufs Neue.

An dieser Stelle sei noch darauf hingewiesen, dass neben dem Nutenstern und die damit einhergehenden Winkelbetrachtungen auch andere Möglichkeiten zur Darstellung einer Zahnspulenwicklung herangezogen werden können, hier sei auf das Tingley-Schema verwiesen. Nähere Informationen lassen sich hierzu in [27] und [5] finden.

### 2.7.2 Realisierbarkeit einer Zahnspulenwicklungen

Wie bereits im Unterkapitel Mehrphasiger Wicklungsaufbau angesprochen, ist beim Wicklungsdesign das grundsätzliche Ziel der Aufbau eines symmetrischen Mehrphasensystems. Somit müssen die Strangströme eine Phasenverschiebung zueinander aufweisen, wie es in der Gleichung 2.35 definiert ist, und die Wicklungsstränge müssen eine räumliche Verschiebung nach der Gleichung 2.34 aufweisen. Trifft dies zu, so spricht man

## 2. Zur Beschreibung der Wicklungen elektrischer Maschinen

---

üblicherweise von einem symmetrischen Mehrphasensystem bzw. einer symmetrischen Mehrphasenwicklung. Diese Überlegungen spiegeln sich auch in den Symmetriebedingungen, wie sie in [43] aufgestellt sind und im Folgenden aufgegriffen werden.

Die erste Symmetriebedingung besagt, dass die Anzahl der Spulen je Phase gleich und ganzzahlig sein muss. Somit ist eine Ausführung einer Einschichtzahnspulenwicklung nur möglich, wenn das Verhältnis der Nutzahl für eine Urwicklung und Phase ganzzahlig ist. Dies führt somit bei einer einschichtigen Wicklung auf die Gleichung:

$$\frac{N}{2 \cdot m} \in \mathbb{N} \quad (2.57)$$

Bei einer zweischichtigen Ausführung der Zahnspulenwicklung kann diese auch bei einem ungeradzahligem Verhältnis ausgeführt werden und es gilt somit die Gleichung:

$$\frac{N}{m} \in \mathbb{N} \quad (2.58)$$

Bei einem zweischichtigen Aufbau der Wicklung können zwei Spulenseiten in einer Nut positioniert werden. Dies kommt einer Verdoppelung der Nutanzahl gleich. Diese Verdoppelung wird in der Abbildung 2.22 verdeutlicht. Bei der Zweischichtzahnspulenwicklung werden für eine Polteilung drei Nuten benötigt, im Vergleich zum einschichtigen Zahnspulenaufbau werden sechs Nuten benötigt.

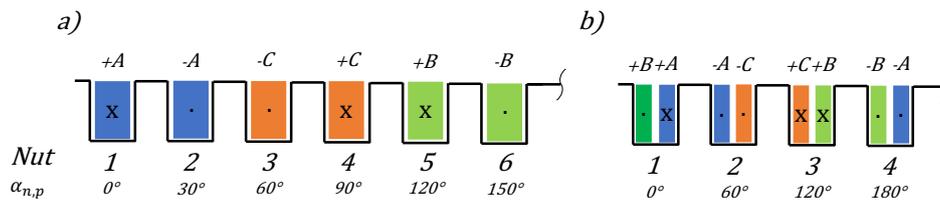


Abbildung 2.22: Beispielhafter Aufbau über eine Polteilung einer dreiphasigen Zahnspulenwicklung a) Einschichtwicklung nach der Gleichung 2.57 und b) Zweischichtwicklung nach der Gleichung 2.58

Die zweite Symmetriebedingung besagt, dass jeder der phasenverschobenen Stränge, auch als Zeiger, mit seinem Strangwinkel im Nutenstern vorhanden sein muss. Aus dieser Bedingung geht hervor, dass der elektrische Strangwinkel nach Gleichung 2.35 ein ganzzahliges Vielfaches des Zeigerwinkels nach Gleichung 2.38 sein muss. Nach [43] ergibt

## 2. Zur Beschreibung der Wicklungen elektrischer Maschinen

---

sich somit diese Bedingung zur Gleichung:

$$\frac{\varphi_{Str}}{\alpha_z} = \frac{N}{m \cdot t_{uv}} \in \mathbb{N} \quad (2.59)$$

Aus praktischer Sicht kann diese Gleichung auch so interpretiert werden, die elektrischen Strangwinkel  $\varphi_{Str}$  müssen mit den Nutenwinkeln für die Grundarbeitswelle  $\alpha_{n,p}$  übereinstimmen. Somit kann bei der Belegung der Nut diese, anhand des Nutenwinkels eindeutig einem Strang bzw. einer Phase zugeordnet werden. Bei der Prüfung der Realisierbarkeit kann der bereits aus der Tabelle 2.1 bekannte Nutenwinkel

$$\alpha_{n,p} = \frac{p \cdot 360}{N}$$

sehr hilfreich sein.

Nutnummer	Nutenwinkel $\alpha_{n,p}$	Variante A		Variante B	
1	0°	+B	+A	-D	+A
2	162°	-A	-A	-A	-A
3	324°	+A	+A	+A	-C
4	126°	-A	-A	+C	+C
5	288°	+A	+E	-C	+E
6	90°	-E	-E	-E	-E
7	252°	+E	+E	+E	-B
8	54°	-E	-E	+B	+B
9	216°	+E	+D	-B	+D
10	18°	-D	-D	-D	-D
11	180°	+D	+D	+D	-A
12	342°	-D	-D	+A	+A
13	144°	-D	+C	-A	+C
14	306°	-C	-C	-C	-C
15	108°	+C	+C	+C	-E
16	270°	-C	-C	+E	+E
17	72°	+C	+B	-E	+B
18	234°	-B	-B	-B	-B
19	36°	+B	+B	+B	-D
20	198°	-B	-B	+D	+D

Tabelle 2.2: Realisierungsmöglichkeiten einer fünfphasigen Zahnspulenwicklung mit 9 Polpaaren und 20 Nuten anhand des Nutenwinkels

## 2. Zur Beschreibung der Wicklungen elektrischer Maschinen

---

Mit Hilfe des Nutenwinkels wird jeder Nut fortlaufend ein Winkel zugeordnet. Laut der zweiten Symmetriebedingung muss hierbei jeder Strang- bzw. Phasenwinkel für eine Urwicklung einmal vorhanden sein. Wie einfach diese Überprüfung anhand des Nutenwinkels ablaufen kann, ist in der Tabelle 2.2 beispielhaft demonstriert. Hierbei wird eine fünfphasige, achzehnpolige und Zweischichtzahnspulenwicklung betrachtet. In diesem Beispiel sind auch die um 180 Grad gedrehten Strangwinkel vorhanden. Somit ergeben sich zwei Aufbaumöglichkeiten für diese Wicklung (Variante A und B).

Mittels der zwei genannten Symmetriebedingungen können grundsätzliche Entwürfe für die Zahnspulenwicklung getätigt werden. Zieht man noch zusätzlich die unter [20] beschriebene Vorgehensweise heran und ergänzt diese für einem m-phasigen Aufbau, so lässt sich das im Folgenden beschriebene Entwurfsschema herleiten. Mit diesem Schema kann aus der großen Anzahl an möglichen Zahnspulenauslegungen eine überschaubare Anzahl an technisch sinnvollen Realisierungsmöglichkeiten gefiltert werden.

Wie schon erwähnt und der Name Zahnspulenwicklung bereits besagt, wird die Spule konzentriert um einen Zahn um das Blechpaket gewickelt. Dies führt zu einer Spulenweite, die einer Nutteilung entspricht ( $y = \tau_n$ ). Um bei diesem Wicklungsaufbau eine möglichst gute Grundfeldausnutzung herzustellen, muss der Wicklungsfaktor der Grundwelle bzw. Arbeitswelle ( $p$ ) möglichst hoch ausfallen. Nach [31] spielt hierbei der Sehnungsfaktor eine wichtige Rolle. Hierbei muss die Spulenweite in der Größenordnung der Polteilung liegen.

$$y \approx \tau_p \tag{2.60}$$

Hierdurch wird der Sehnungsfaktor nach Gleichung 2.10 maximal. Im Artikel [20] wird als sinnvolles Verhältnis der Spulenweite zur Polteilung folgender Bereich angegeben:

$$\frac{3}{4} \leq \frac{y}{\tau_p} \leq \frac{4}{3} \tag{2.61}$$

Die Bereichsgrenzen aus Gleichung 2.61 führen zu einem minimalen Sehnungsfaktor von:

$$k_{s,p} = \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{y}{\tau_p}\right) = 0,866$$

Definiert man nun die Polteilung mithilfe der Nutzahl über den Maschinenumfang, so

## 2. Zur Beschreibung der Wicklungen elektrischer Maschinen

---

erhält man mit der Gleichung 2.61 die folgende Eingrenzung der Nutzahl:

$$\frac{3}{2}p \leq N \leq 3p \quad (2.62)$$

Um nun einen Überblick über die sinnvoll ausführbaren Lochzahlen zu erhalten wird die Gleichung 2.62 mit der Gleichung 2.1 ergänzt und führt somit zur Gleichung

$$\frac{3}{4m} \leq q \leq \frac{3}{2m} \quad (2.63)$$

in der die Lochzahl mit der gewählten Phasenanzahl eingegrenzt werden kann. Anhand der Gleichung 2.63 und der Überprüfung anhand des Nutenwinkels wurde die Tabelle 2.3 erstellt. Hier sind einige technisch sinnvoll ausführbare Lochzahlen für eine fünfphasige Zahnspulenwicklung dargestellt.

<b>2p</b>	<b>N</b>	<b>5</b>	<b>10</b>	<b>15</b>	<b>20</b>	<b>25</b>	<b>30</b>	<b>35</b>
<b>2</b>								
<b>4</b>		1/4						
<b>6</b>		1/6						
<b>8</b>			1/4					
<b>10</b>								
<b>12</b>			1/6	1/4				
<b>14</b>				3/14				
<b>16</b>				3/16	1/4			
<b>18</b>				1/6	2/9			
<b>20</b>						1/4		
<b>22</b>					2/11	5/22		
<b>24</b>					1/6	5/24	1/4	
<b>26</b>						5/26	3/13	
<b>28</b>						5/28	3/14	1/4
<b>30</b>						1/6		
<b>32</b>							3/16	7/32

Tabelle 2.3: Lochzahlen einer fünfphasigen Zahnspulenwicklung

In der Tabelle 2.4 sind die sich aus der Nutzahl und Polpaaren ergebenden Lochzahlen für eine siebenphasige Zahnspulenwicklung dargestellt. Auch hier wurde eine Begrenzung auf Grundlage der Gleichung 2.63 durchgeführt. An dieser Stelle sei noch einmal darauf hingewiesen, dass es bei einer Auslegung einer Zahnspulenwicklung für eine Asyn-

chronmaschine auch sinnvoll sein kann diese Bereiche in Richtung größerer Lochzahlen zu verlassen. Dies lässt sich mit der damit einhergehenden Verbesserung der Oberwellenstreuung begründen. Beispielhaft sei hier die dreiphasige Zweischichtwicklung nach Abbildung 2.22 erwähnt. Dieser Aufbau entspricht nicht der Vorgabe nach Gleichung 2.61 und führt somit zu einem schlechteren Wicklungsfaktor, jedoch wird hier die geringste Oberwellenstreuung, welche eine dreiphasige Zahnspulenwicklung aufweisen kann, erreicht.

<b>2p</b>	<b>N</b>	<b>7</b>	<b>14</b>	<b>21</b>	<b>28</b>	<b>35</b>	<b>42</b>	<b>49</b>
<b>2</b>								
<b>4</b>								
<b>6</b>		1/6						
<b>8</b>		1/8						
<b>10</b>			1/5					
<b>12</b>			1/6					
<b>14</b>								
<b>16</b>			1/8	3/16				
<b>18</b>			1/9	1/6				
<b>20</b>				3/20	1/5			
<b>22</b>				3/22	2/11			
<b>24</b>				1/8	1/6	5/24		
<b>26</b>				3/26	2/13	5/26		
<b>28</b>								
<b>30</b>					2/15	1/6	1/5	
<b>32</b>					1/8	5/32	3/16	7/32

Tabelle 2.4: Lochzahlen einer siebenphasigen Zahnspulenwicklung

## 2.8 Zusammenfassung

In diesem Kapitel werden viele grundlegende Betrachtungen und Definitionen einer Wicklung, welche aus der gängigen Literatur bekannt sind, aus Sicht der Zahnspulenwicklung beschrieben.

Zu Beginn des Kapitels werden einige wichtige allgemeine Definitionen zum Thema Spulenaufbau und der damit einhergehende Wicklungsaufbau getätigt. Beim Spulenaufbau wird zwischen einer positiven und negativen Spulenseite unterschieden und somit die Durchflutungsrichtung definiert. Die Unterschiede einer verteilten Wicklung zu einer Zahnspulenwicklung werden angesprochen und in diesem Zusammenhang auch die

Einschicht- und Zweischichtzahnspulenwicklung vorgestellt.

Anschließend wird auf wichtige Kenngrößen eines Wicklungsaufbaus eingegangen, wie zum Beispiel die Lochzahl. Der für die Beurteilung des Wicklungsaufbaus wichtige Begriff des Wicklungsfaktors wird anschaulich dargestellt und auf seine Zusammensetzung, ausgehend vom Sehnungs- und Zonenfaktor, übersichtlich eingegangen.

Der nächste Abschnitt beschäftigt sich mit der Berechnung des Strombelags und der sich hieraus ergebenden Durchflutungsverteilung einer beispielhaften Wicklungsauslegung.

Im Folgenden wird der mehrphasige Wicklungsaufbau näher betrachtet. Die Differenzierung der magnetischen Flussdichte in eine mitlaufende und gegenlaufende Wanderwelle wird nochmals theoretisch herausgearbeitet und die auch für die Zahnspulenwicklung wichtigen Konsequenzen dieser Theorie mit Beispielen untermauert.

Weiterhin wird der Nutenstern sowie der daraus abzuleitende Spannungstern mit beispielhaften Zahnspulenwicklungen thematisiert. Besonders bei der Auslegung und Realisierbarkeitsprüfung einer Zahnspulenwicklung stellt der Nutenstern ein hilfreiches Werkzeug dar.

Im Unterkapitel Oberwellenstreuung wird auf diese näher eingegangen. Die damit verbundenen Probleme beim Aufbau einer Asynchronmaschine mittels der Zahnspulenwicklung werden grundsätzlich dargelegt.

Im letzten Unterkapitel steht der Zahnspulenaufbau im Fokus. Hierbei wird eine allgemeine Einteilung von Zahnspulenwicklungen unter Zuhilfenahme des Nutensterns behandelt. Die beiden möglichen Urwicklungsarten der Zahnspulenwicklung werden mittels Beispielen anschaulich erklärt. Im Anschluss wird ein Schema zur Realisierbarkeitsprüfung und zur Auslegung einer Zahnspulenwicklung vorgestellt und mittels Pol-, Nut- und Phasenkombinationen tabellarisch dargestellt.

## 3 Modellbildung der Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

In diesem Kapitel wird auf wichtige analytische Berechnungsmethoden im Zusammenhang der Maschinenmodellbildung sowie der Wicklungsanalyse eingegangen. Es werden wichtige elektrische und magnetische Größen im Hinblick auf eine Asynchronmaschine mit einer Zahnspulenwicklung im Stator und Rotor angesprochen und diese näher betrachtet.

### 3.1 Fourier-Analyse der Durchflutungsverteilung

Mit der aus Unterkapitel 2.3 bestimmten Durchflutungsverteilung eines Wicklungsaufbaus, können nun mithilfe der Fourier-Analyse oder auch als Fourier-Reihe bezeichnet, die vorhandenen räumlichen harmonischen Anteile des jeweiligen Wicklungsaufbaus bestimmt werden. Die Fourier-Reihe der periodischen Durchflutungsfunktion kann wie in [50] näher beschrieben, wie folgt definiert werden:

$$\Theta(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{\nu=1}^{\infty} \left( a_{\nu} \cdot \cos \frac{\nu\pi x}{\tau_p} + b_{\nu} \cdot \sin \frac{\nu\pi x}{\tau_p} \right) \quad (3.1)$$

$$a_{\nu} = \frac{1}{\tau_p} \int_0^{2\tau_p} \Theta(x) \cdot \cos \frac{\nu\pi x}{\tau_p} dx \quad (3.2)$$

$$b_{\nu} = \frac{1}{\tau_p} \int_0^{2\tau_p} \Theta(x) \cdot \sin \frac{\nu\pi x}{\tau_p} dx \quad (3.3)$$

### 3. Modellbildung der Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

Mit diesen Gleichungen können nun die vorhandenen harmonischen Ordnungszahlen  $\nu$  sowie deren Amplituden, bezogen auf eine Windung und einen Stromsichelwert von einem Ampere, normiert werden. Die Fourierreihe für den beispielhaften Wicklungsaufbau aus der Abbildung 2.10 ist in der Abbildung 3.2 dargestellt. Bei diesem Aufbau erstreckt sich die Urwicklung über zwei magnetische Pole, somit stellt die Ordnungszahl Eins die Grundharmonische dar ( $\nu = p = 1$ ). In einer Asynchronmaschine stellt der aktuelle Wert des Stromes, welcher in der jeweiligen Wicklung fließt, eine Funktion der Zeit dar. Führt man nun die Fourier-Analyse zu einem späteren Zeitpunkt nochmals durch, so erkennt man eine örtliche Verschiebung der Durchflutungsanteile. Ausgehend von einer resultierenden Verteilung der magnetischen Flussdichte im Luftspalt, welche durch eine resultierende Durchflutungsverteilung aller Phasen herrührt, kann die Bewegungsrichtung bzw. Drehrichtung der einzelnen Feldwellen bestimmt werden.

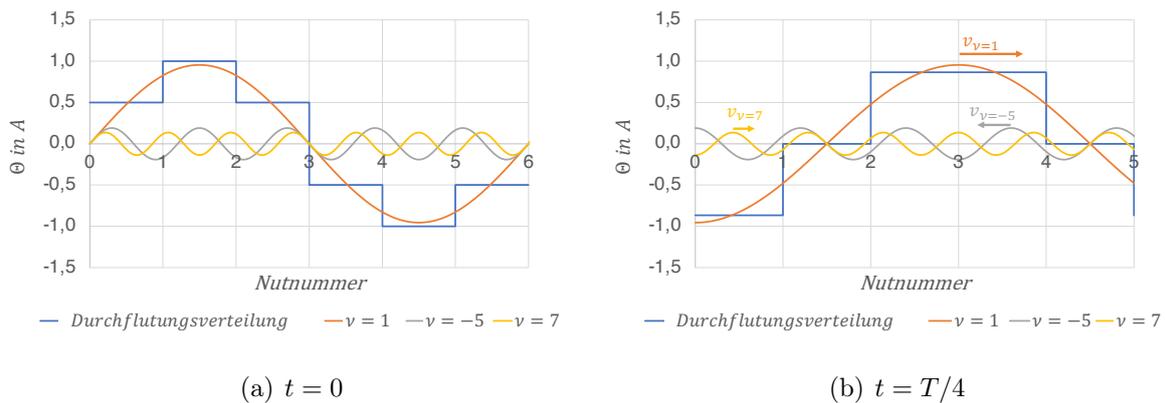


Abbildung 3.1: Fourier Analyse zu zwei unterschiedlichen Zeitpunkten der resultierenden Durchflutungsverteilung des Wicklungsaufbaus aus Abbildung 2.10

In der Abbildung 3.1 ist die Bewegungsrichtung der einzelnen harmonischen Anteile deutlich zu erkennen, die Grundharmonische sowie die Ordnungszahl 7 bewegen sich in die gleiche Richtung. Die Harmonische mit der Ordnungszahl 5 bewegt sich in die entgegengesetzte Richtung, bezogen auf die Grundharmonische. Für diesen Wicklungsaufbau ergeben sich somit die bekannten Ordnungszahlen einer verteilten dreiphasigen Wicklung:  $\nu = \dots -23, -17, -5, 1, 7, 11$  und folgend, mit dem Bezug, dass sich die Arbeitswelle  $p = \nu = 1$  positiv im gewählten Raumkoordinatensystem bewegt.

Wie bereits im Unterkapitel 2.7 erwähnt, stellt der Aufbau einer Urwicklung über mehrere Pole eine Besonderheit der Zahnspulenwicklung dar. Dies wird deutlich, wenn in der Tabelle 3.1 die Lochzahl  $q = 3/10$  bei einer Nutzahl von  $N = 9$  und einer Polzahl

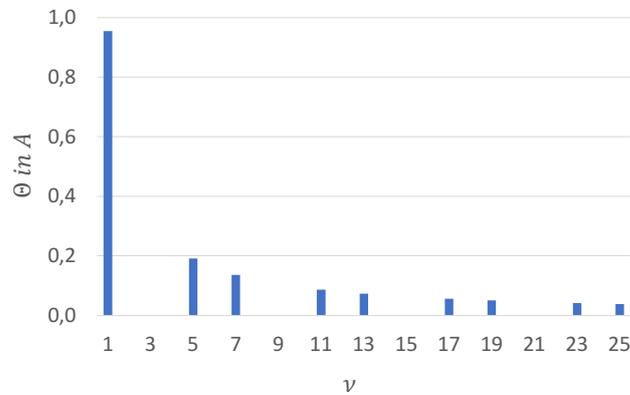


Abbildung 3.2: Harmonische Anteile aus der Durchflutungsverteilung zum Wicklungsaufbau Abbildung 2.10

von  $2p = 10$  gewählt wird. Bei dieser Nut- und Polzahl taucht diese Lochzahl das erste Mal auf, somit handelt es sich bei diesem Wicklungsaufbau um eine Urwicklung. Bei diesem Wicklungsaufbau ist deutlich zu erkennen, dass sich die Urwicklung über mehrere magnetische Pole zieht. Dieser Wicklungsaufbau soll beispielhaft näher betrachtet werden. Ein Anwendungsbeispiel für diesen Aufbau stellt der Statorwicklungsaufbau eines Elektrofahrrads dar. Zunächst wird nach der im Unterkapitel 2.7 dargestellten Vorgehensweise der Wicklungsaufbau bestimmt, siehe hierzu Tabelle 3.2. Im nächsten Schritt wird die Durchflutungsverteilung nach der Gleichung 2.21 berechnet. Diese Durchflutungsverteilung sowie der Verlauf der Grundharmonischen ist in der Abbildung 3.3 a) dargestellt. Bei der Darstellung der Fourier-Analyse für einen derartigen Wicklungsaufbau ist es hilfreich, die Polteilung bezüglich der Berechnung nach den Gleichungen 3.1 bis 3.3 auf den halben Maschinenumfang  $\tau_p = 4,5$  Nuten zu beziehen. Das Ergebnis der Fourier-Beschreibung ist in der Abbildung 3.3 b) zu erkennen. Mit dem Bezug der Polteilung auf den Maschinenumfang erhält man eine übersichtlichere Darstellung der harmonischen Anteile des Wicklungsaufbaus. So ist die Grundharmonische und die über den zeitlichen Verlauf dabei resultierende Arbeitswelle direkt mit der Polpaarzahl in Einstimmung zu bringen.

Der gesuchte Wicklungsfaktor der jeweiligen Harmonischen kann neben der Berechnung aus Kapitel 2 auch mithilfe der Durchflutungsamplituden aus der Fourier-Analyse der einzelnen harmonischen Anteile bestimmt werden. Ausgehend von den hier betrachteten Wicklungsentwürfen kann der Wicklungsfaktor auch über die Gleichung:

### 3. Modellbildung der Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

---

<b>2p</b>	<b>N</b>	<b>3</b>	<b>6</b>	<b>9</b>	<b>12</b>	<b>15</b>	<b>18</b>	<b>21</b>	<b>24</b>
<b>2</b>		1/2							
<b>4</b>		1/4	1/2						
<b>6</b>				1/2					
<b>8</b>			1/4	3/8	1/2				
<b>10</b>				3/10	2/5	1/2			
<b>12</b>				1/4			1/2		
<b>14</b>					2/7	5/14	3/7	1/2	
<b>16</b>					1/4	5/16	3/8	7/16	1/2
<b>18</b>									
<b>20</b>						1/4	3/10	7/20	2/5
<b>22</b>							3/11	7/22	4/11
<b>24</b>							1/4		
<b>26</b>								7/26	4/13
<b>28</b>								1/4	2/7
<b>30</b>									
<b>32</b>									1/4

Tabelle 3.1: Lochzahlen einiger dreiphasiger Zahnspulenwicklung, in Abhängigkeit von der Nut- und Polzahl [25]

$$\hat{\Theta}_\nu = m \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \hat{I} \cdot k_{w,\nu} \cdot q \cdot w \cdot \frac{p}{\nu} \quad (3.4)$$

bestimmt werden. Hier gilt es zu berücksichtigen, dass die Gleichung 3.4 auf ein Polpaar bezogen ist und aus der Fourier-Analyse von allen m-Strängen erzeugten Durchflutungsverteilung bestimmt wird. Somit ergeben sich ausgehend von der Grundharmonischen mit der Ordnungszahl 5, die Werte aus der Tabelle 3.3. Wie in diesem Beispiel dargestellt, ergeben sich auch geradzahlige harmonische Anteile aus der Durchflutungsverteilung und die daraus resultierenden Feldwellen. In einigen Literaturquellen wird hierbei eine Differenzierung der Feldwellen in Unterwellen und Oberwellen durchgeführt. Für diesen Aufbau würden die Ordnungszahlen  $\nu = -1, 2$  sowie  $-4$  die Unterwellen darstellen und ab der Ordnungszahl  $\nu = -7$  beginnen die Oberwellen. Für eine übersichtlichere Darstellung der Harmonischen wird jedoch im weiteren Verlauf der Arbeit auf diese Differenzierung verzichtet und von der jeweiligen Polpaarzahl, für welche die jeweilige Ordnungszahl letztlich steht, gesprochen. Mithilfe der resultierenden Durchflutungsverteilung und der Grundharmonischen oder über die Wicklungsfaktoren der einzelnen harmonischen Anteile kann nun die Oberwellenstreuung des Wicklungsaufbaus bestimmt werden. Für diesen

### 3. Modellbildung der Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

beispielhaften Wicklungsaufbau ergibt sich für die Oberwellenstreuung ein resultierender Wert von  $\sigma_d = 2,41$ .

Nutnummer	Nutenwinkel $\alpha_{n,p}$	Phasenbelegung	
1	0°	+A	-B
2	200°	-A	-A
3	40°	+A	+A
4	240°	-A	+C
5	80°	-C	-C
6	280°	+C	+C
7	120°	-C	+B
8	320°	-B	-B
9	160°	+B	+B

Tabelle 3.2: Zweischichtiger Zahnspulenaufbau einer dreiphasigen ( $m = 3$ ), zehnpoligen Maschine ( $2p = 10$ ) und einer Nutzahl von neun ( $N = 9$ )

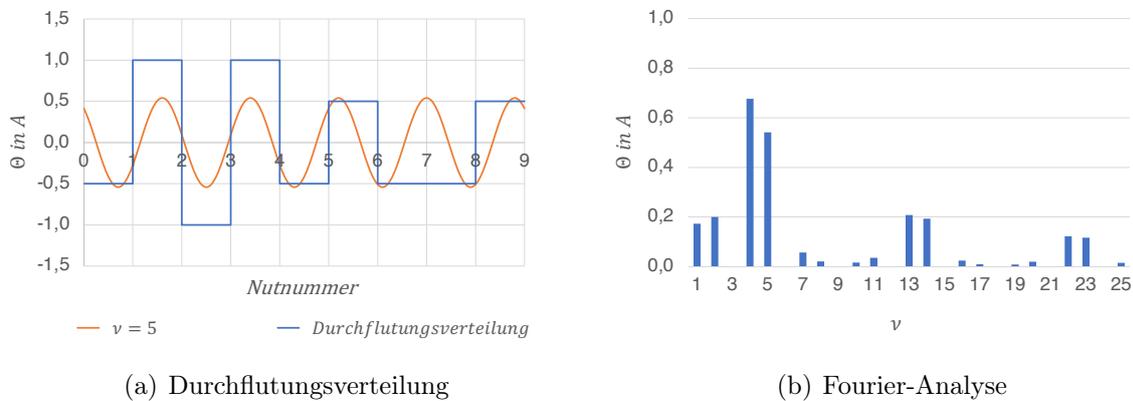


Abbildung 3.3: a) Resultierende Durchflutungsverteilung und die Grundharmonische sowie b) resultierende Ordnungszahlen einer dreiphasigen Zahnspulenwicklung ( $m = 3$ ) mit fünf Polpaaren ( $2p = 10$ ) und einer Lochzahl von  $q = \frac{3}{10}$

## 3.2 Berechnung der Spulenwiderstände

Will man die Wärmeverluste der Strangwicklung möglichst exakt berechnen, so benötigt man einen möglichst genauen Wert des Strangwiderstandes der geplanten Maschine.

### 3. Modellbildung der Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

$\nu$	$\hat{\Theta}_\nu$ in A	$k_{w,\nu}$
-1	0,17378	0,06066
2	0,20032	0,20032
-4	0,67696	0,94521
5	0,54157	0,94521
-7	0,05723	0,13985
8	0,02172	0,06066

Tabelle 3.3: Resultierende Durchflutungsamplituden sowie Wicklungsfaktoren bis zur Ordnungszahl  $\nu = 8$  der dreiphasigen und zehnpoligen Wicklung mit einer Nutzahl von neun

Die Bestimmung der exakten Länge einer Windung stellt bei der Ermittlung des ohmschen Widerstandes einer Spule die größte Herausforderung dar. Bei einem mehrlagigen Wicklungsaufbau ist die Spulenweite der einzelnen Lagen nicht gleichbleibend. Somit stellt besonders die Länge des Wickelkopfes ein Problem dar, welche nur mit sehr hohem Aufwand exakt bestimmt werden kann. Eine gute Abschätzung des ohmschen Widerstandes eines Stranges der Zahnspulenwicklung kann anhand der Abbildungen 3.4 a) und b) getroffen werden. Die beiden Anordnungen werden anhand der Ausrichtung der Nutöffnung unterschieden.

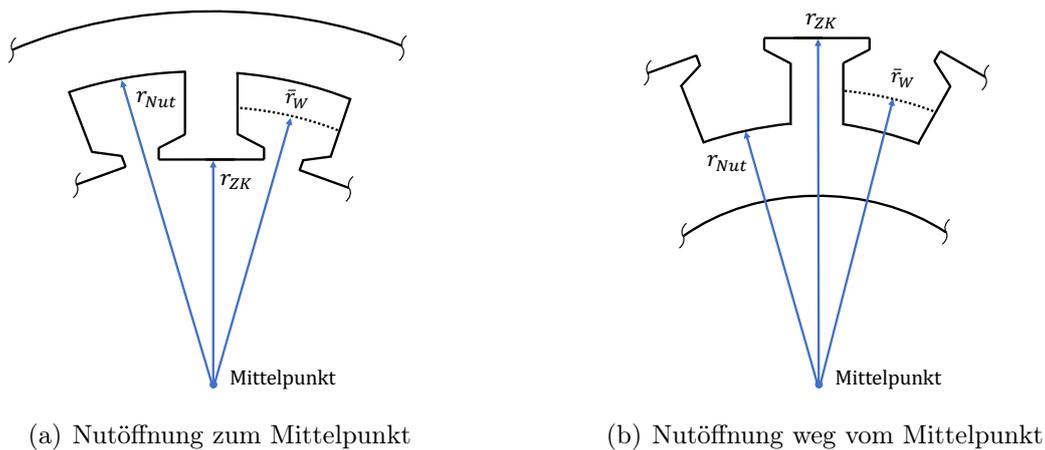


Abbildung 3.4: Schematische Darstellung zur Berechnung der mittleren Länge einer Spulenwindung a) für einen Innenläuferaufbau und b) für einen Außenläuferaufbau

In der Abbildung 3.4 a) ist ein Blechschnitt eines Aufbaus mit Nutöffnungen zum Mittelpunkt der Maschine zu sehen. Diese Ausführung des Bleches findet sich bei den üblichen

### 3. Modellbildung der Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

---

Maschinen mit einem Innenläuferaufbau. Eine Abschätzung des mittleren Radius einer Spulenwindung  $\bar{r}_W$  kann für diesen Aufbau mithilfe des Radius zum Nutabschluss  $r_{Nut}$  sowie dem Radius zum Zahnkopf  $r_{ZK}$  hin ermittelt werden. Siehe hierzu Gleichung 3.5.

$$\bar{r}_W = r_{ZK} + \left( \frac{r_{Nut} - r_{ZK}}{2} \right) \quad (3.5)$$

Der Blechaufbau, in dem die Nutöffnung weg vom Mittelpunkt der Maschine zeigt, findet sich zum Beispiel bei einem Außenläuferaufbau. Dieser ist in der Abbildung 3.4 b) schematisch dargestellt. Für diesen Aufbau kann die Abschätzung des mittleren Radius einer Spulenwindung anhand der Gleichung

$$\bar{r}_W = r_{Nut} + \left( \frac{r_{ZK} - r_{Nut}}{2} \right) \quad (3.6)$$

bestimmt werden. Ausgehend vom Radius  $\bar{r}_W$  kann nun die mittlere Länge einer Spulenwindung bestimmt werden. Hierzu benötigt man neben der Wickelkopflänge noch die Länge des Leiters in der Nut. Diese Länge entspricht der Länge des Blechpaketes  $l_{Fe}$  oder wird auch als Aktivteillänge bezeichnet. Diese Annahme gilt jedoch nur für ungeschrägte Anordnungen. Wird die Anordnung geschrägt aufgebaut, so kann die Länge der in der Nut liegenden Windung anhand des Schrägungswinkel  $\gamma_S$  bestimmt werden. Eine Verdeutlichung zur Länge des Blechpaketes und des Schrägungswinkels ist in der Abbildung 3.5 zu sehen. Nach den bisherigen Überlegungen kann nun die mittlere Länge einer ungeschrägten Spulenwindung, wie in der Gleichung 3.8 dargestellt, bestimmt werden.

$$\bar{l}_{W,ug} = 2 \cdot \left( \frac{2\pi \cdot \bar{r}_W}{N} + l_{Fe} \right) \quad (3.7)$$

Für die geschrägte Anordnung kann nun mithilfe des Schrägungswinkels die mittlere Länge einer Windung nach der Gleichung

$$\bar{l}_{W,g} = 2 \cdot \left( \frac{2\pi \cdot \bar{r}_W}{N} + \frac{l_{Fe}}{\cos(\gamma_S)} \right) \quad (3.8)$$

bestimmt werden. Da die Berechnung einer Windungslänge mit Hilfe von Mittelwerten über eine Nutteilung durchgeführt wurde, können diese Abschätzungen für eine

### 3. Modellbildung der Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

---

Einschicht- und Zweischichtzahnspulenwicklung herangezogen werden.

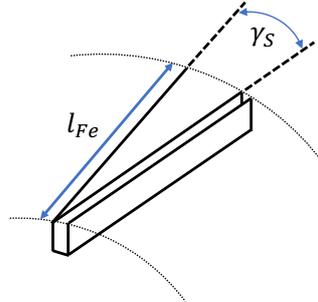


Abbildung 3.5: Darstellung einer geschrägten Nut mit dem Schrägungswinkel und der Aktivteillänge

Die Berechnung des gesamten Strangwiderstandes  $R_s$  kann mittels der Gleichung 3.9 erfolgen.

$$R_s = \frac{1}{\kappa_L \cdot a} \cdot \frac{w \cdot \bar{l}_W}{A_L} \quad (3.9)$$

Hierbei wird die gesamte Windungszahl pro Strang  $w$  und Anzahl der parallel geschalteten Zweige  $a$  benötigt. Die Materialeigenschaften des Leiters werden über die elektrische Leitfähigkeit  $\kappa_L$  und die Leiterquerschnittfläche über  $A_L$  abgebildet. Die Leiterlänge  $\bar{l}_W$  stellt den Platzhalter für die Größe  $\bar{l}_{W,ug}$  im ungeschrägten Fall dar. Werden die Nuten geschrägt ausgeführt, so muss hier  $\bar{l}_{W,g}$  für die Leiterlänge  $\bar{l}_W$  herangezogen werden. Die Temperaturabhängigkeit kann mittels der elektrischen Leitfähigkeit bzw. deren Kehrwert der spezifische Widerstand  $\rho_L$  berücksichtigt werden. Hierzu finden sich, ausgehend vom elektrischen Leitermaterial, zusätzliche Korrekturfaktoren. Näheres dazu kann zum Beispiel in [16] und [28] gefunden werden. Bei der hier dargestellten Bestimmung des ohmschen Widerstandes eines Stranges ist davon ausgegangen worden, dass der Leiterdurchmesser der Spulen gering ausfällt. Aus diesem Grund findet bei der hier dargestellten Berechnungsmethode die Stromverdrängung und die damit einhergehende Widerstandserhöhung keine Berücksichtigung. In der Tabelle 3.4 sind drei Zahnspulenwicklungen mit ihren Parametern dargestellt und es wird der berechnete Widerstands-

### 3. Modellbildung der Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

---

wert eines Stranges mit dem gemessenen Wert verglichen.

	Beispiel 1	Beispiel 2	Beispiel 3
m	3	3	7
2p	8	40	8
N	24	36	14
q	1	3/10	1/4
$r_{ZK}$	60,3 mm	73 mm	60 mm
$r_{Nut}$	78,72 mm	60.2 mm	34,59 mm
$\bar{r}_W$	69,51 mm	66,6 mm	47,3 mm
$\gamma_S$	0°	0°	7°
$A_L$	0,3526 mm <sup>2</sup>	0,1419 mm <sup>2</sup>	1,6 mm <sup>2</sup>
$\bar{l}_W$	176,4 mm	109,2 mm	183,5 mm
w	1232	96	24
$R_s$	10,61 Ω	212 mΩ	48 mΩ
$R_{s,Messung}$	10,77 Ω	208 mΩ	52 mΩ

Tabelle 3.4: Vergleich Berechnung und Messung (bei Raumtemperatur von 20°C) eines Strangwiderstands an drei Beispielen mit Kupferleitern und einer elektrischen Leitfähigkeit von  $58 \frac{m}{\Omega mm^2}$

## 3.3 Bestimmung der Induktivitäten

### 3.3.1 Hauptinduktivität

Wie bereits in der Abbildung 2.17 aus Kapitel 2.6 zu sehen, stellt die Hauptinduktivität  $L_h$  eine wichtige Kenngröße des Ersatzschaltbildes der Asynchronmaschine dar. Vernachlässigt man zunächst die Eisensättigung, so kann der Wert der Hauptinduktivität für die Grundharmonische, wie in [43] und [15] näher beschrieben, mithilfe der Gleichung 3.10 berechnet werden. Die Luftspaltbreite  $\delta_i$  steht hierbei für die ideale Luftspaltbreite unter Berücksichtigung der Nutung.

$$L_{h,p} = \frac{m}{2} \cdot \frac{\mu_0}{\delta_i} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \tau_p \cdot l_{Fe} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{(w \cdot k_{w,p})^2}{2p} \quad (3.10)$$

Die Berücksichtigung der Nutung bei der ideellen Luftspaltbreite kann mittels des Carter-Faktors  $k_c$  erfolgen. Dieser Korrekturfaktor beschreibt die fiktive Vergrößerung der tatsächlichen Luftspaltlänge  $\delta$ , somit wird der Einfluss der Nutenöffnungen analytisch mit-

### 3. Modellbildung der Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

---

berücksichtigt. Die Berechnung des Carter-Faktors kann, wie in [46] beschrieben, über die Gleichung 3.11 erfolgen. Die Schlitzbreite am Zahnkopf wird mit  $b_4$  betitelt und ist in der Abbildung 3.7 veranschaulicht.

$$k_c = \frac{\tau_n}{\tau_n - y_c \cdot b_4} \quad (3.11)$$

Die Berechnung von  $y_c$  kann unter der Annahme einer unbegrenzt tiefen Nut über die Gleichung 3.12 bestimmt werden.

$$y_c = \frac{2}{\pi} \left[ \arctan\left(\frac{b_4}{2\delta}\right) - \frac{\ln\left(1 + \left(\frac{b_4}{2\delta}\right)^2\right)}{\frac{b_4}{\delta}} \right] \approx \frac{b_4}{5 \cdot \delta + b_4} \quad (3.12)$$

Ist der Stator sowie der Rotor genutet, so setzt sich der resultierende Carter-Faktor als Produkt des statorseitigen Carter-Faktors  $k_{c,s}$  und des rotorseitigen Carter-Faktors  $k_{c,r}$  zusammen.

$$k_c = k_{c,s} \cdot k_{c,r} \quad (3.13)$$

Eine der Realität näher kommende Berechnung der Hauptinduktivität berücksichtigt auch die magnetischen Spannungsabfälle im Eisen. Diese Herangehensweise wird auch beim Entwurf eines Asynchronmotors eingesetzt. Hierzu wird zunächst die Durchflutungsamplitude der Grundharmonischen  $\hat{\Theta}_p$  bestimmt. Diese setzt sich aus der Summe aller magnetischen Spannungsabfälle  $V$  im Eisen und im Luftspalt zusammen. In den meisten Fällen wird hierbei der magnetische Spannungsabfall im Eisen für die Bereiche des Statorzahns  $V_{z,s}$  des Rotorzahns  $V_{z,r}$  sowie im Bereich des Statorjochs  $V_{j,s}$  und des Rotorjochs  $V_{j,r}$  bestimmt.

$$\hat{\Theta}_p = \sum V = V_{z,s} + V_{z,r} + V_{j,s} + V_{j,r} + V_\delta \quad (3.14)$$

Mit der nun bekannten Durchflutungsamplitude kann der Betrag des Magnetisierungsstrom  $I_\mu$  nach [43] abgeschätzt werden, siehe Gleichung 3.15.

$$I_\mu = \frac{\hat{\Theta}_p \cdot \pi \cdot p}{m \cdot w \cdot k_{w,p} \cdot \sqrt{2}} \quad (3.15)$$

Die Hauptinduktivität für die Grundharmonische der Asynchronmaschine kann nun mittels der induzierten Spannung ( $U_i$ ) sowie dem Magnetisierungsstrom bestimmt werden zu

$$L_{h,p} = \frac{U_i}{2\pi \cdot f \cdot I_\mu} \quad (3.16)$$

Bei einem ersten Entwurf der Maschine sind die meisten Werte aus der Gleichung 2.7 und 3.15 noch nicht festgelegt. Eine der Realität entsprechende Annahme für die induzierte Spannung kann mittels [43] abhängig von der angestrebten Nennleistung der Maschine getroffen werden. Hierbei gilt näherungsweise  $P_N > 30 \text{ kW}$  kann  $U_i = U_1$  gesetzt werden, somit entspricht die induzierte Spannung der Strangspannung. Für Maschinen mit  $P_N < 30 \text{ kW}$  gilt  $U_i = (0,92 \dots 0,96) \cdot U_1$ .

#### 3.3.2 Nutstreuinduktivität

Wie im Unterkapitel 2.6 angesprochen, nimmt die Nutstreuung Einfluss auf die gesamte Streuinduktivität und somit auch auf das maximale Maschinenmoment (Kippmoment), siehe Gleichung 2.43 und das Anfahrmoment einer Asynchronmaschine. Die Nutstreuinduktivität ist somit bei der analytischen Maschinenberechnung von großer Bedeutung. Die folgenden Berechnungen basieren auf den Ausführungen von [36] sowie [38] und wurden an die hier betrachteten Maschinenentwürfe angepasst und erweitert. Unter der Voraussetzung einer nicht gesättigten Maschine kann der Nutstreuefluss analytisch genau ermittelt werden. In diesem Fall wird der magnetische Spannungsabfall im Eisen, im Vergleich zum magnetischen Spannungsabfall in der Nut, vernachlässigt. Die gesamte magnetische Durchflutung, welche den Nutstreuefluss erzeugt, decken den magnetischen Spannungsabfall in der Nut ab.

#### Einschichtwicklung

Ausgehend von der Abbildung 3.4 und einer Einschichtwicklung, kann die Nutgeometrie, wie in der Abbildung 3.6 zu sehen ist, modelliert werden.

Mithilfe des Durchflutungssatzes kann die Durchflutung in der Abbildung 3.6 wie folgt

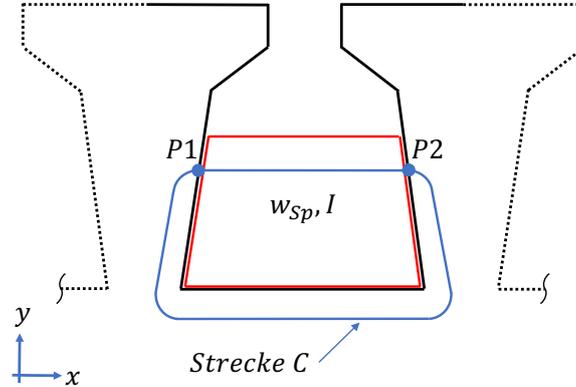


Abbildung 3.6: Darstellung einer Nut mit einer frei gewählten Integrationsstrecke  $C$

definiert werden:

$$\oint_C H \, dx = \int_{P1}^{P2} H \, dx = w_{Nut}(y) \cdot I \quad (3.17)$$

Hierbei gilt, wie bereits angesprochenen, die Annahme eines ungesättigten Eisens. Die Umfangsrichtung der Bleche entspricht hierbei der x-Achse. Die von der Höhe abhängige Variable  $w_{Nut}(y)$  definiert hierbei die Anzahl der in der Nut liegenden Leitern, durch welche die Feldlinie entlang des Weges 1 nach 2 hindurchtritt. Die Funktion  $x(y)$  beschreibt hierbei die Strecke einer Feldlinie vom Punkt 1 ( $P1$ ) zum Punkt 2 ( $P2$ ). Ist die magnetische Feldstärke  $H$  entlang einer festen Höhe  $y$  konstant, folgt hieraus die Gleichung:

$$H \cdot x(y) = w_{Nut}(y) \cdot I \quad (3.18)$$

Mithilfe der magnetischen Eigenschaften der Luft, welche über die Permeabilität ausgedrückt wird, kann der Zusammenhang zwischen der magnetischen Feldstärke und der Flussdichte durch die Gleichung

### 3. Modellbildung der Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

---

$$\frac{B}{\mu_0} \cdot x(y) = w_{N_{ut}}(y) \cdot I \quad (3.19)$$

ausgedrückt werden. Der gesuchte Streufluss kann nun mithilfe der Fläche durch die der magnetische Fluss hindurchtritt, gefunden werden.

$$\phi_{\sigma n} = \int_A B dA = \int B \cdot l_{Fe} dy \quad (3.20)$$

Das Differential des Nutstreufluss kann nun mithilfe der Gleichung 3.20 und 3.19 ausgedrückt werden zu:

$$d\phi_{\sigma n} = \mu_0 \cdot l_{Fe} \cdot I \cdot \frac{w_{N_{ut}}(y)}{x(y)} dy \quad (3.21)$$

Die differentielle Streuflussverkettung kann mit der Gleichung 3.21 und unter dem Bezug der aktuell vom Fluss verketteten Windungszahl auf die gesamte Windungszahl der Spule  $w_{Sp}$  wie folgt ausgedrückt werden:

$$d\Psi_{\sigma n} = w_{N_{ut}}(y) \cdot d\phi_{\sigma n} = \mu_0 \cdot l_{Fe} \cdot I \cdot w_{Sp}^2 \left( \frac{w_{N_{ut}}(y)}{w_{Sp}} \right)^2 \cdot \frac{1}{x(y)} dy \quad (3.22)$$

Aus der Gleichung 3.22 kann die differenzielle Nutstreuinduktivität  $dL_{\sigma n}$  und der relative differenzielle Streuleitwert  $d\lambda_{\sigma n}$  bestimmt werden, dies ist in der Gleichung 3.23 zu erkennen.

$$dL_{\sigma n} = \frac{d\Psi_{\sigma n}}{I} = w_{Sp}^2 \cdot \mu_0 \cdot l_{Fe} \left( \frac{w_{N_{ut}}(y)}{w_{Sp}} \right)^2 \cdot \frac{1}{x(y)} dy = w_{Sp}^2 \cdot \mu_0 \cdot l_{Fe} \cdot d\lambda_{\sigma n} \quad (3.23)$$

Summiert man nun den gesamten Nutstreufluss über die gesamten Spulenwindungen auf, so kann die Nutstreuinduktivität  $L_{\sigma n}$  und der relative Nutstreuleitwert  $\lambda_{\sigma n}$  durch die Gleichung 3.23 wie folgt definiert werden:

### 3. Modellbildung der Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

$$L_{\sigma n} = w_{Sp}^2 \cdot \mu_0 \cdot l_{Fe} \int_0^y \left( \frac{w_{Nut}(y)}{w_{Sp}} \right)^2 \cdot \frac{1}{x(y)} dy = w_{Sp}^2 \cdot \mu_0 \cdot l_{Fe} \cdot \lambda_{\sigma n} \quad (3.24)$$

Der relative Streuleitwert wird allein über geometrische Angaben definiert und stellt einen einheitslosen Wert dar. In der Abbildung 3.7 ist die Nutgeometrie für den Fall eines Innenläuferaufbaus dargestellt. Mit denen dort getroffenen Definitionen lässt sich nun die Länge einer Feldlinie für diesen Aufbau wie folgt beschreiben:

$$x(y) = 2 \cdot \left( b_{h_1} - \frac{b_{h_1}}{h_1} \cdot y \right) + b_2 \text{ mit } b_{h_1} = \frac{b_1 - b_2}{2} \quad (3.25)$$

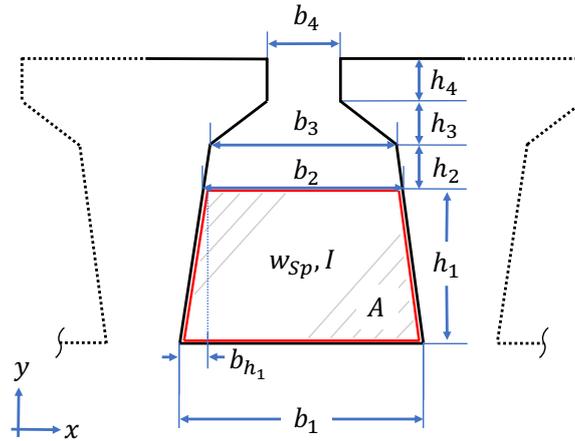


Abbildung 3.7: Darstellung der Nutgeometrie zur Berechnung der Nutstreuinduktivität einer Einsichtwicklung als Innenläuferaufbau

Setzt man die mit der Höhe  $y$  ansteigende Fläche  $A(y)$  mit der Anzahl an Leitern  $w_{Nut}(y)$ , welche eine Feldlinie verkettet sowie die gesamte mit den Leitern belegte Nutfläche  $A$  auf die Gesamtzahl an Windungen in der Nut  $w_{Sp}$  gleich, so kann die Gleichung 3.26 definiert werden:

$$\frac{A(y)}{A} = \frac{w_{Nut}(y)}{w_{Sp}} \quad (3.26)$$

Nimmt man einen linearen Anstieg der Windungszahl an, so kann die Fläche abhängig

### 3. Modellbildung der Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

---

von der Nuthöhe wie folgt definiert werden:

$$A(y)_{lin} = \frac{y}{h_1} \cdot h_1 \cdot \frac{b_1 + b_2}{2} = y \cdot \frac{b_1 + b_2}{2} \quad (3.27)$$

Eine realistischere Berechnung der Windungszahl als Funktion der Nuthöhe liefert die Berechnung anhand der Gleichung 3.28. Hierbei wird bei einer größeren Fläche auch die größere Anzahl an untergebrachten Leitern mitberücksichtigt.

$$\begin{aligned} A(y)_{nlin} &= \int_0^y x(y) dy \\ &= \int_0^y 2 \cdot \left( b_{h_1} - \frac{b_{h_1}}{h_1} \cdot y \right) + b_2 dy \\ &= y \cdot (2 \cdot b_{h_1} + b_2) - y^2 \cdot \frac{b_{h_1}}{h_1} \end{aligned} \quad (3.28)$$

Eine Gegenüberstellung der linearen und der nicht linearen Berechnung mittels bezogener Größen der Fläche und der Nuthöhe ist in der Abbildung 3.8 zu sehen.

Es ist zu erkennen, dass die lineare Betrachtung der Windungsverteilung einen geringeren relativen Nutstreuleitwert liefert. Dies ist dadurch zu begründen, dass die auf die Nuthöhe bezogene Feldlinie, im unteren Bereich der Nut, eine größere Anzahl an Leitern durchtreten, als das es im linearen Fall berücksichtigt wird. Mittels der bisherigen Betrachtungen kann der relative Nutstreuleitwert des Bereiches  $h_1$  bzw. des Nutbereiches, welcher mit den elektrischen Leitern befüllt ist, wie folgt berechnet werden:

$$\begin{aligned} \lambda_{\sigma n, h_1} &= \int_0^{h_1} \left( \frac{A(y)_{nlin}}{A} \right)^2 \cdot \frac{1}{x(y)} dy \\ &= \int_0^{h_1} \left( \frac{y \cdot (2 \cdot b_{h_1} + b_2) - y^2 \cdot \frac{b_{h_1}}{h_1}}{\frac{1}{2} \cdot h_1 \cdot (b_1 + b_2)} \right)^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot \left( b_{h_1} - \frac{b_{h_1}}{h_1} \cdot y \right) + b_2} dy \\ &= \frac{1}{(b_1 + b_2)^2 \cdot h_1^3} \cdot \frac{h_1^4 \cdot \left( -3 \cdot b_1^4 + 4 \cdot b_1^2 \cdot b_2^2 - b_2^4 + 4 \cdot b_1^4 \cdot \ln\left(\frac{b_1}{b_2}\right) \right)}{4 \cdot (b_1 - b_2)^3} \end{aligned} \quad (3.29)$$

### 3. Modellbildung der Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

---

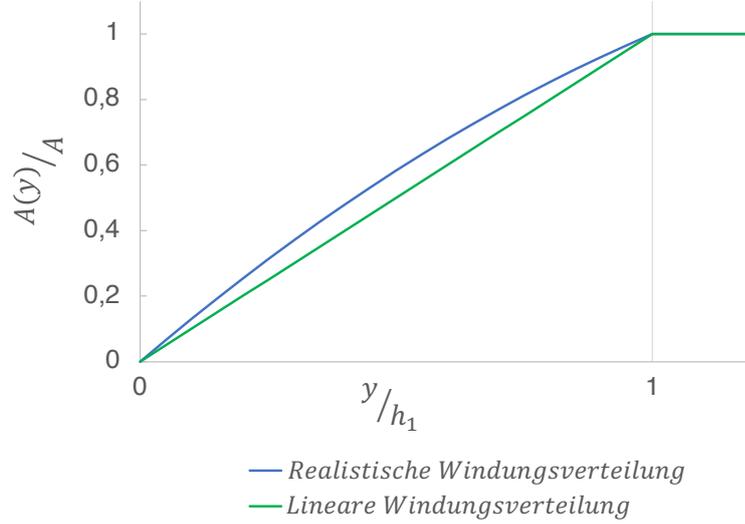


Abbildung 3.8: Vergleich einer gleichmäßigen Verteilung und einer realistischeren nicht linearen Verteilung der bezogenen Spulenwindungen anhand der Nutfläche  $\frac{w_{Nut}(y)}{w_{Sp}} = \frac{A(y)}{A}$  entlang der bezogenen Nuthöhe  $y/h_1$  für einen Innenläuferaufbau

Die anderen Bereiche der Nut können ebenfalls mit der Gleichung 3.24 berechnet werden. Für diese Gebiete vereinfacht sich der Term  $\frac{A(y)}{A}$  zu 1, da alle Windungen im Bereich  $h_1$  bereits berücksichtigt wurden. Für den Bereich  $h_2$  gilt somit:

$$\begin{aligned}
 \lambda_{\sigma n, h_2} &= \int_0^{h_2} \frac{1}{x(y)} dy \\
 &= \int_0^{h_2} \frac{1}{2 \cdot \left( b_{b_{h_2}} - \frac{b_{h_2}}{h_2} \cdot y \right) + b_2} dy \text{ mit } b_{h_2} = \frac{b_2 - b_3}{2} \quad (3.30) \\
 &= h_2 \cdot \frac{\ln(b_2/b_3)}{b_2 - b_3}
 \end{aligned}$$

In Anlehnung zur Gleichung 3.30 kann der Bereich  $h_3$ , wie in der Gleichung 3.31 dargestellt, bestimmt werden

$$\lambda_{\sigma n, h_3} = h_3 \cdot \frac{\ln(b_3/b_4)}{b_3 - b_4} \quad (3.31)$$

### 3. Modellbildung der Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

---

Im Bereich des Zahnkopfes  $h_4$  kann die Feldlinienlänge über eine konstante Strecke  $b_4$  definiert werden und stellt somit keine Funktion der Höhe dar. Die Berechnung dieses Teilabschnittes ist in der Gleichung 3.32 wiedergegeben. Die gesamte Streuinduktivität einer Nut der Einschichtwicklung, wie sie in Abbildung 3.7 definiert ist, kann durch die Addition aller relativen Nutstreuleitwerte erfolgen. Dies ist in der Gleichung 3.33 zu erkennen.

$$\lambda_{\sigma n, h_4} = \int_0^{h_4} \frac{1}{b_4} dy = \frac{h_4}{b_4} \quad (3.32)$$

$$L_{\sigma n} = w_{Sp}^2 \cdot \mu_0 \cdot l_{Fe} \cdot (\lambda_{\sigma n, h_1} + \lambda_{\sigma n, h_2} + \lambda_{\sigma n, h_3} + \lambda_{\sigma n, h_4}) \quad (3.33)$$

Als nächstes wird der Außenläuferaufbau, wie nach Abbildung 3.4 b) definiert, näher betrachtet. In der Abbildung 3.9 sind, unter den bereits bekannten geometrischen Bezeichnungen, die Nutabmessungen dargestellt.

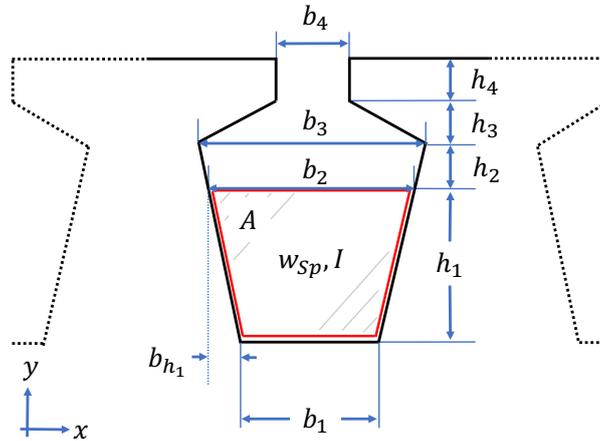


Abbildung 3.9: Darstellung der Nutgeometrie zur Berechnung der Nutstreuinduktivität eines Außenläuferaufbaus

Die Länge einer Feldlinie für diesen Aufbau kann wie folgt abgeschätzt werden:

$$x(y) = 2 \cdot \left( \frac{b_{h_1}}{h_1} \cdot y - b_{h_1} \right) + b_2 \text{ mit } b_{h_1} = \frac{b_2 - b_1}{2} \quad (3.34)$$

### 3. Modellbildung der Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

---

Die Fläche im Bereich von  $h_1$  kann mittels der Gleichung 3.35 definiert werden.

$$\begin{aligned}
 A(y)_{nlin} &= \int_0^y x(y) dy \\
 &= \int_0^y 2 \cdot \left( \frac{b_{h_1}}{h_1} \cdot y - b_{h_1} \right) + b_2 dy \\
 &= b_2 \cdot y - 2 \cdot b_{h_1} \cdot y + \frac{b_{h_1} \cdot y^2}{h_1}
 \end{aligned} \tag{3.35}$$

In der Abbildung 3.10 ist noch einmal der Vergleich einer linearen und nichtlinearen Abschätzung der Windungsverteilung für einen Außenläuferaufbau zu erkennen. Wie in dieser Darstellung zu erkennen, befinden sich im Bereich des Nutbodens weniger Leiter als im Bereich zur Nutöffnung hin.

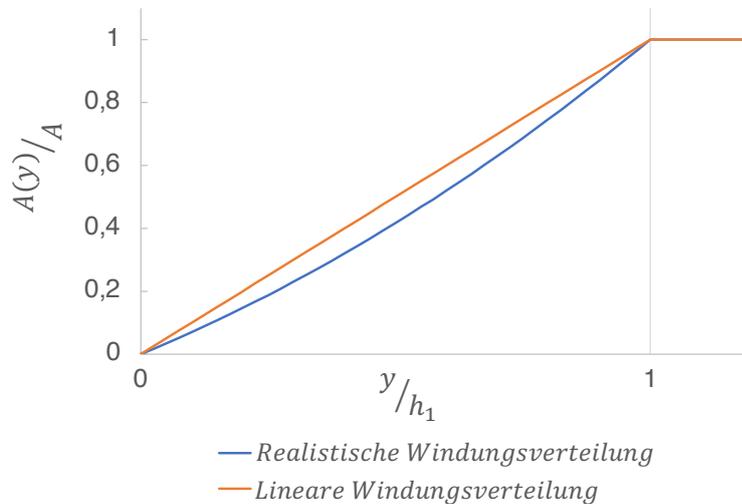


Abbildung 3.10: Vergleich einer gleichmäßigen Verteilung und einer realistischeren nicht linearen Verteilung der bezogenen Spulenwindungen anhand der Nutfläche  $\frac{w_{Nut}(y)}{w_{Sp}} = \frac{A(y)}{A}$  entlang der bezogenen Nuthöhe  $y/h_1$  für einen Außenläuferaufbau

In der Gleichung 3.36 ist anhand der Feldlinienlänge und der bezogenen Leiterfläche der relative Nutstreuleitwert für den Bereich  $h_1$  aus Abbildung 3.9 berechnet. Es ist zu erkennen, dass das Ergebnis aus der Gleichung 3.29 identisch mit dem Ergebnis der Gleichung 3.36 ist. Der relative Streuleitwert berücksichtigt nur die geometrischen Verhältnisse der

Nut. Die Geometrie der beiden Anordnungen unterscheidet sich nur bei der Ausrichtung der Trapezfläche. Somit liegt es nahe, dass die Ergebnisse deckungsgleich ausfallen müssen. Geht man vom gleichen Trapezaufbau aus, so liefert die Außenläuferanordnung den geringeren relativen Nutstreuleitwert. Dies kann man durch die zur Nutöffnung hin größer werdenden Feldlinienstrecke erklären. Durch den größeren Luftspalt steigt dort der magnetische Widerstand an und die resultierende Induktivität fällt kleiner aus, als das es bei der Innenläuferanordnung der Fall ist.

$$\begin{aligned}
 \lambda_{\sigma n, h_1} &= \int_0^{h_1} \left( \frac{A(y)_{nlin}}{A} \right)^2 \cdot \frac{1}{x(y)} dy \\
 &= \int_0^{h_1} \left( \frac{b_2 \cdot y - 2 \cdot b_{h_1} \cdot y + \frac{b_{h_1} \cdot y^2}{h_1}}{\frac{1}{2} \cdot h_1 \cdot (b_1 + b_2)} \right)^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot \left( \frac{b_{h_1}}{h_1} \cdot y - b_{h_1} \right) + b_2} dy \quad (3.36) \\
 &= \frac{1}{(b_1 + b_2)^2 \cdot h_1^3} \cdot \frac{h_1^4 \cdot \left( -3 \cdot b_1^4 + 4 \cdot b_1^2 \cdot b_2^2 - b_2^4 + 4 \cdot b_1^4 \cdot \ln\left(\frac{b_1}{b_2}\right) \right)}{4 \cdot (b_1 - b_2)^3}
 \end{aligned}$$

Die Berechnungen der anderen Bereiche ( $h_2$ ,  $h_3$  und  $h_4$ ) liefern, wie bereits in der Gleichung 3.36 zu sehen, die gleichen Ergebnisse. Somit kann für die Berechnung der Nutstreueinduktivität einer Nut der Innenläuferanordnung die Gleichung 3.33 herangezogen werden. Hierbei gilt es nur, die in der Abbildung 3.9 definierten Geometrieparameter zu beachten.

#### Zweischichtwicklung

Bei der bisherigen Betrachtung der Nutstreueinduktivität ist von einer Einschichtwicklung ausgegangen worden. Bei einem zweischichtigen Wicklungsaufbau teilen sich zwei Spulenseiten eine Nut. In der Abbildung 3.11 ist ein derartiger Aufbau dargestellt. Im allgemeinen Fall kann in der Nut eine unterschiedliche Windungszahl  $w_{1Sp}$  und  $w_{2Sp}$  untergebracht sein, sowie Ströme ( $\underline{I}_1$  und  $\underline{I}_2$ ) verschiedener Größe und Phase in den beiden Spulenseiten fließen. Betrachtet man zunächst die linke Spulenseite 1 in der Abbildung 3.11, so setzt sich der durch sie hindurch tretende Spulenfluss  $\Psi_{\sigma n1}$  aus zwei Teilen zusammen. Der erste Teil  $\Psi_{\sigma n11}$  wird von der eigenen magnetischen Durchflutung erzeugt. Der zweite Teil  $\Psi_{\sigma n12}$  wird von der magnetischen Durchflutung der rechten Spulenseite 2 erzeugt und stellt somit die gegenseitige Beeinflussung bzw. Kopplung der beiden

### 3. Modellbildung der Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

Spulenseiten dar. Dieser Zusammenhang lässt sich über die Gleichung 3.37 formulieren.

$$\Psi_{\sigma n1} = \Psi_{\sigma n11} + \Psi_{\sigma n12} \quad (3.37)$$

Beim Aufbau einer zweischichtigen Zahnspulenwicklung liegen nicht immer gleichphasige Spulenseiten in der selben Nut. Dieser Aufbau ist auch bei der klassischen gesehten Zweischichtwicklung zu finden, wie sie bei der Statorwicklung der Synchronmaschine als auch der Asynchronmaschine eingesetzt wird. Somit liegen in manchen Nuten Spulenseiten, die derselben Phase zugeordnet sind als auch verschiedener Phasen. Man spricht hier auch von Mononuten und Mischnuten.

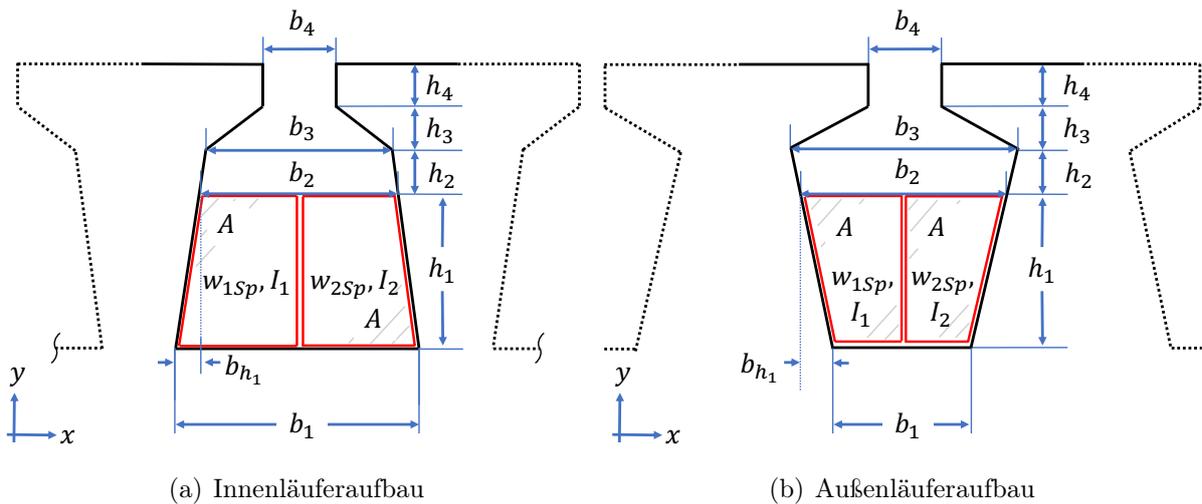


Abbildung 3.11: Darstellung der Nutgeometrie zur Berechnung der Nutstreuinduktivität eines zweischichtigen Wicklungsaufbau a) für einen Innenläuferaufbau und b) für einen Außenläuferaufbau

Liegen die Spulenseiten wie in der Abbildung 3.11 dargestellt nebeneinander, so sind beide Spulenseiten in gleicher Weise mit dem entstehenden Streufluss verkettet. In den praktisch wichtigsten Fällen gilt meistens

$$w_{1Sp} = w_{2Sp} = w_{Sp} \quad (3.38)$$

und somit gleiche Leiterzahl in den beiden Spulenseiten. Anhand dieser Überlegung sind die relativen Nutstreuleitwerte gleich groß und es gilt die Gleichung 3.39.

$$\lambda_{\sigma n1} = \lambda_{\sigma n2} \quad (3.39)$$

In der Praxis finden sich bei einem zweischichtigen Wicklungsaufbau auch übereinander liegende Spulenseiten. Für die nähere Berechnung dieses Aufbaus können die folgenden Betrachtungen ebenfalls herangezogen werden, jedoch gilt die Gleichung 3.39 hierfür nicht. Zusätzliche Information für diesen Aufbau können in [64] und [66] gefunden werden. Bei verschiedener Phasenzuordnung unterscheiden sich die Ströme in den Spulenseiten vom Betrag und der Phasenverschiebung zueinander. Für eine konstante Frequenz kann dieser Tatsache mathematisch Rechnung getragen werden, indem die Ströme in komplexer Schreibweise  $\underline{I}_1$  und  $\underline{I}_2$  definiert werden. Mit Hilfe der Gleichung 3.38 und 3.39 kann die Nutstreuinduktivität für die Spulenseite 1 zu

$$\begin{aligned} L_{\sigma n1} &= \frac{1}{\underline{I}_1} \cdot (\Psi_{\sigma n11} + \Psi_{\sigma n12}) \\ &= \frac{1}{\underline{I}_1} \cdot w_{Sp}^2 \cdot \mu_0 \cdot l_{Fe} \cdot (\underline{I}_1 \cdot \lambda_{\sigma n1} + \underline{I}_2 \cdot \lambda_{\sigma n2}) \\ &= w_{Sp}^2 \cdot \mu_0 \cdot l_{Fe} \cdot \lambda_{\sigma n} \cdot \left(1 + \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1}\right) \end{aligned} \quad (3.40)$$

definiert werden. Für die Spulenseite 2 gilt in gleicher Weise die Gleichung 3.41.

$$L_{\sigma n2} = w_{Sp}^2 \cdot \mu_0 \cdot l_{Fe} \cdot \lambda_{\sigma n} \cdot \left(1 + \frac{\underline{I}_1}{\underline{I}_2}\right) \quad (3.41)$$

In einem symmetrisch gespeisten m-phasigen System ist der Effektivwert des Stromes in allen Phasen gleich groß ( $I_1 = I_2 = \dots = I_m$ ). Das Verhältnis der in komplexer Schreibform dargestellten Ströme kann wie folgt definiert werden, wobei  $\varphi_{\sigma 1}$  den Phasenwinkel des Stromes  $\underline{I}_1$  und  $\varphi_{\sigma 2}$  den Phasenwinkel des Stromes  $\underline{I}_2$  beschreibt.

$$\begin{aligned} \frac{\underline{I}_1}{\underline{I}_2} &= \frac{I_1}{I_2} \cdot \frac{e^{j\varphi_{\sigma 1}}}{e^{j\varphi_{\sigma 2}}} \\ &= e^{j(\varphi_{\sigma 1} - \varphi_{\sigma 2})} = \cos(\varphi_{\sigma 1} - \varphi_{\sigma 2}) + j \cdot \sin(\varphi_{\sigma 1} - \varphi_{\sigma 2}) \end{aligned} \quad (3.42)$$

$$\begin{aligned}\frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} &= \frac{I_2}{I_1} \cdot \frac{e^{j\varphi_{\sigma 2}}}{e^{j\varphi_{\sigma 1}}} \\ &= e^{j(\varphi_{\sigma 2} - \varphi_{\sigma 1})} = \cos(\varphi_{\sigma 2} - \varphi_{\sigma 1}) + j \cdot \sin(\varphi_{\sigma 2} - \varphi_{\sigma 1})\end{aligned}\quad (3.43)$$

Definiert man nun einen gemeinsam gültigen Winkel  $\varphi_\sigma$ , welcher positiv ist, wenn  $\underline{I}_1$  gegenüber  $\underline{I}_2$  voreilt und negativ, wenn  $\underline{I}_1$  gegenüber  $\underline{I}_2$  nacheilt. Durch diesen gemeinsam gültigen Winkel lassen sich die Gleichungen 3.42 und 3.43 wie folgt zusammenfassen:

$$\varphi_\sigma = \varphi_{\sigma 1} - \varphi_{\sigma 2} \quad (3.44)$$

$$\frac{\underline{I}_1}{\underline{I}_2} = \cos(\varphi_\sigma) + j \cdot \sin(\varphi_\sigma) \quad \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} = \cos(\varphi_\sigma) - j \cdot \sin(\varphi_\sigma) \quad (3.45)$$

In der Abbildung 3.12 ist ein bereits aus Kapitel 3.1 bekannter Zahnspulenaufbau zu erkennen. Unter Berücksichtigung der Wicklungsrichtung können die Stromzeiger, wie in dieser Abbildung zu sehen, definiert werden und der für die jeweilige Nut gültige gemeinsame Winkel  $\varphi_\sigma$  bestimmt werden. Die Werte für die Beispielwicklung sind ebenfalls in der Abbildung 3.12 berechnet und dargestellt. Die Berechnung der Nutstreuinduktivität kann zunächst für eine Urwicklung erfolgen. Hierbei wird ausgehend von einer Phase (z.B. Phase A) für jede Nut die Nutstreuinduktivität nach den Gleichungen 3.40 bzw. 3.41 berechnet. Addiert man nun alle Nutstreuinduktivitäten der jeweiligen Nuten, die zu der gleichen Phase zählen, über eine Urwicklung auf, so erhält man die Nutstreuinduktivität für eine Urwicklung des Wicklungsaufbaus  $L_{\sigma n,ur}$ .

$$L_{\sigma n,ur} = \sum_{\substack{\text{letzte Nut Phase} \\ \text{1. Nut Phase}}} L_{\sigma n} \quad (3.46)$$

Für das Beispiel aus der Abbildung 3.12 würde sich somit die Nutstreuinduktivität einer Urwicklung wie folgt bestimmen lassen:

$$L_{\sigma n,ur} = L_{\sigma n,Nut1} + L_{\sigma n,Nut2} + L_{\sigma n,Nut4} + L_{\sigma n,Nut5}$$

### 3. Modellbildung der Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

Die gesamte Nutstreuinduktivität einer Phase  $L_{\sigma n}$  kann nun über die Multiplikation mit der Anzahl an Urwicklungen bzw. Urverteilungen  $t_{uv}$  bestimmt werden, dies ist in der Gleichung 3.47 zu sehen.

$$L_{\sigma n} = t_{uv} \cdot L_{\sigma n,ur} \quad (3.47)$$

Wie in [38] beschrieben und auch bei den hier in der Arbeit betrachteten mehrphasigen Zahnspulenwicklungsaufbauten, welche nach den unter 2.6.2 genannten Symmetriebedingungen ausgelegt wurden, besitzen die nach Gleichung 3.45 definierten  $j \cdot \sin(\varphi_\sigma)$  Anteile ein alternierendes Vorzeichen. Somit heben sich die komplexen Anteile der Nutstreuinduktivität über eine Urwicklung in Summe gegenseitig auf.

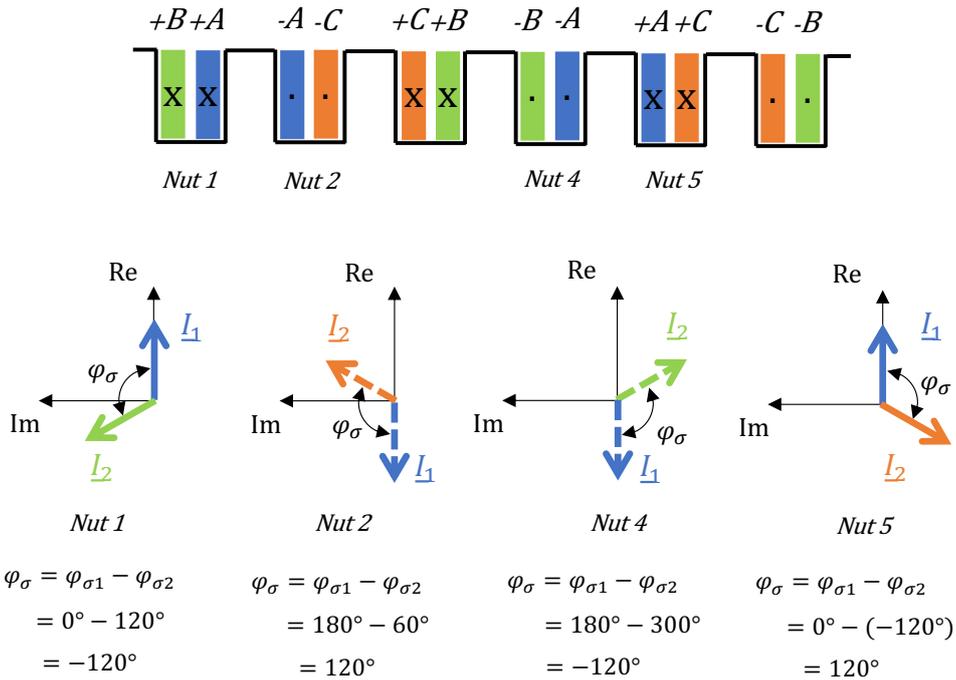


Abbildung 3.12: Beispielhafte Nutzuordnung zum jeweils gültigen Winkel  $\varphi_\sigma$

### 3.3.3 Zahnkopf-Streuinduktivität

Die Zahnkopfstreuung spielt eine wichtige Rolle bei der Berechnung der Synchronmaschine mit Einzelpolen, weil bei dieser der Luftspalt deutlich größer ausfällt als es bei

### 3. Modellbildung der Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

---

einer Asynchronmaschine der Fall ist. Im Umkehrschluss ist diese Streuungsart bei der Berechnung und Auslegung der Asynchronmaschine von geringerer Bedeutung im Vergleich zu den anderen Streuungen (z.B. die Nutstreuung) [37, 33]. Dennoch soll im Folgenden kurz auf diese Streuungsart eingegangen werden, dies geschieht jedoch weniger theoretisch sondern aus der Sicht der Berechnungspraxis. Eine detailliertere theoretische Betrachtung der Zahnkopfstreuung für eine Einschicht- und Zweischichtwicklung findet sich in [56]. Wobei es auch hier anzumerken gilt, dass die Zahnkopfstreuung nur annähernd analytisch zu bestimmen ist [43]. In der Abbildung 3.13 a) sind einige Flusslinien einer beidseitig genuteten Maschine zu erkennen, welche einige der Streuflusslinien der Zahnköpfe darstellen.

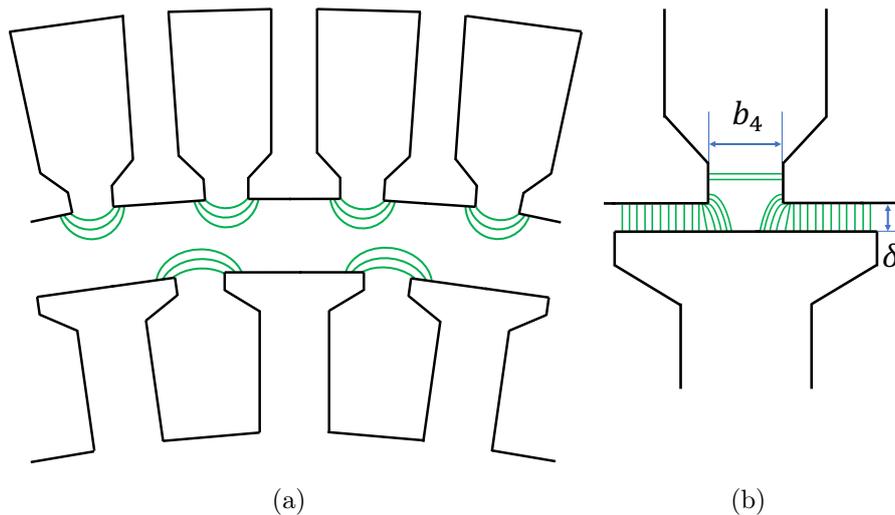


Abbildung 3.13: a) Zahnkopfstreuung einer beiderseitig genuteten Maschine und b) Darstellung zur physikalischen Deutung des negativen relativen Streuleitwertes der Zahnkopfstreuung aus Abbildung 3.14

In [43] wird der relative Streuleitwert der Zahnkopfstreuung für einen Zahnkopf  $\lambda_{\sigma z}$  über die Nutschlitzbreite  $b_4$  zur Luftspaltbreite  $\delta$  dargestellt. Diese Kurve ist in der Abbildung 3.14 zu sehen. Wird die Nutschlitzbreite zur Luftspaltbreite immer größer, so nimmt der Quotient  $b_4/\delta$  immer größere Werte an. Erreicht der Quotient einen Wert von größer drei, so nimmt der relative Streuleitwert der Zahnkopfstreuung negative Werte an. Dies lässt sich physikalisch dadurch erklären, dass das Luftspaltfeld immer mehr in die Nut hineingezogen wird. Oder anders ausgedrückt, die Nutstrefeldlinien am Zahnkopf schließen sich immer mehr über die kürzere Strecke des Luftspalts, als den längeren Weg über die Nutschlitzbreite zu nehmen. Dies ist bildlich in der Abbildung 3.13 b) mit den

### 3. Modellbildung der Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

dort dargestellten Feldlinien zu sehen.

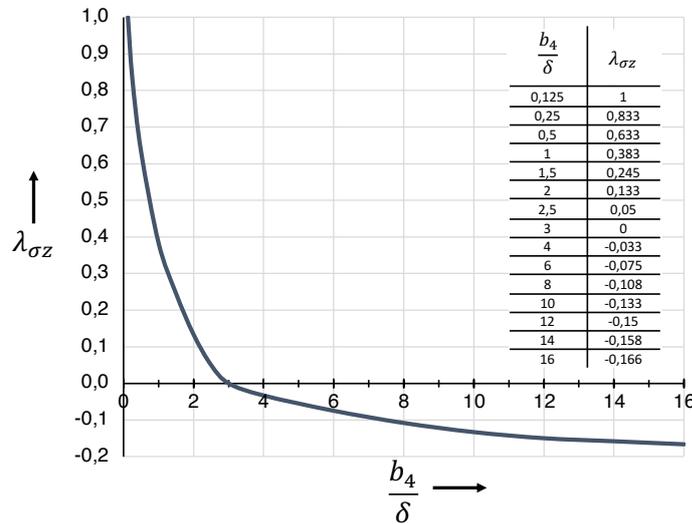


Abbildung 3.14: Relativer Streuleitwert der Zahnkopfsteuerung

Die Berechnung der Zahnkopf-Streuinduktivität für einen Zahn kann nun nach der Gleichung 3.48 erfolgen:

$$L_{\sigma z} = w_{Sp}^2 \cdot \mu_0 \cdot l_{Fe} \cdot \lambda_{\sigma z} \quad (3.48)$$

#### 3.3.4 Spulenkopf-Streuinduktivität

Der Verlauf der Spulenkopfsteuerung wird von der Form der Wicklungsköpfe sowie von benachbarten Wicklungen und Eisenmassen beeinflusst. Daher lässt sich die Spulenkopf-Streuinduktivität, wenn überhaupt, nur mit erheblichen Aufwand analytisch bestimmen. Meist verwendet man für den relativen Streuleitwert der Stirnsteuerung  $\lambda_{\sigma w}$  Erfahrungswerte [67]. Die Zahnspulenwicklung weist sehr kurze Wicklungskopflängen im Vergleich zu den verteilten Wicklungsaufbauten auf. Betrachtet man die Abbildung 3.15 a), so kann unter der Annahme, dass der gesamte Spulenkopfstromfluss sich über den Luftweg schließt, die Spulenkopf-Streuinduktivität einer Spule, wie in der Gleichung 3.49 angegeben, bestimmt werden.

$$L_{\sigma w} = 2 \cdot w_{Sp}^2 \cdot \mu_0 \cdot l_w \cdot \lambda_{\sigma w} \quad (3.49)$$

### 3. Modellbildung der Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

---

Die Spulenkopflänge  $l_w$  kann mit der Abbildung 3.15 b) und den geometrischen Abmessungen des tatsächlichen Aufbaus abgeschätzt werden. Wie bereits erwähnt, besitzt die Zahnspulenwicklung kurze Wickelköpfe, daher wird der Einfluss dieser Streuung häufig nicht weiter im Detail betrachtet [8].

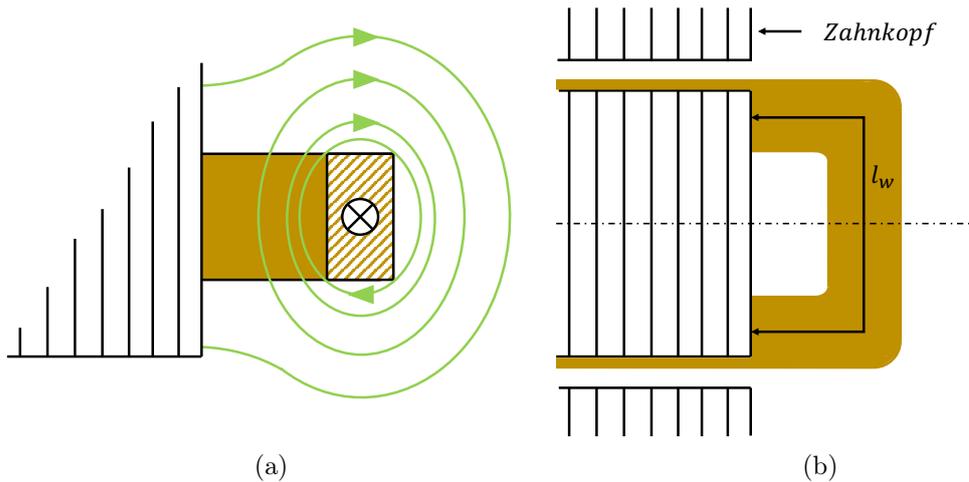


Abbildung 3.15: a) Seitliche Ansicht mit Darstellung des Wicklungskopfstromes b) Draufsicht auf einen bewickelten Zahn zur Bestimmung der Wickelkopflänge  $l_w$

## 3.4 Durch die Oberwellen des Feldes verursachte Drehmomente

Physikalisch lassen sich die in einer Asynchronmaschine wirkenden Momente in zwei Gruppen aufteilen. Zum einen in die Gruppe der asynchronen Drehmomente, hierzu zählt z. B. das durch die Grundharmonische der Durchflutungskomponente und ihrer resultierenden Feldwelle erzeugte Drehmoment. Dieses asynchrone Drehmoment ist maßgebend für das gewünschte Nutzmoment an der Maschinenwelle. Zur anderen Gruppe können die synchronen Drehmomente gezählt werden, welche bei bestimmten Drehzahlen auftreten. Im Folgenden soll näher auf diese zwei Arten der Drehmomente eingegangen werden. Die Überlagerung aller erzeugten Drehmomente kann messtechnisch, analytisch sowie mithilfe der FEM Simulation mittels der Drehmoment-Drehzahlkennlinie  $M(n)$  erfasst werden. Mit ihrer Hilfe lassen sich Rückschlüsse auf die vorhandenen miteinander interagierenden harmonischen Komponenten einer Asynchronmaschine ziehen und auch das eigenständige Hochlaufen der Maschine beurteilen.

### 3.4.1 Asynchrone Drehmomente

Legt man eine mehrphasige Statorwicklung nach den in Kapitel 2.4 angesprochenen Kriterien aus, so können danach die vorhandenen harmonischen Anteile nach Kapitel 3.1 bestimmt werden. Grundsätzlich kann nun jede resultierende Harmonische der Durchflutungsverteilung und ihre resultierende Komponente der magnetischen Flussdichte ein asynchrones Drehmoment im Zusammenspieler mit dem Rotor ausbilden. Erweitert man die räumliche Betrachtung der harmonischen Anteile über den zeitliche Aspekt, so kann man folgende Aussage treffen: Asynchrone Drehmomente können nur zwischen solchen Feldwellen auftreten, die dieselbe Polzahl und relativ zum Stator bei jeder Drehzahl mit derselben Geschwindigkeit umlaufen. Oder anders ausgedrückt, die Feldwellen stehen bei allen Drehgeschwindigkeiten des Rotors relativ zu einander still. Die Geschwindigkeit  $v$ , mit der sich eine  $\nu$ -te Feldwelle des Stators entlang des Maschinenumfangs bewegt, kann wie folgt beschrieben werden:

$$v_\nu = \frac{1}{\nu} \cdot v_p \quad \text{mit } v_p = \frac{\tau_p}{\pi} \cdot \omega = 2 \cdot \tau_p \cdot f \quad (3.50)$$

Als Bezugswert wird hierbei die Umlaufgeschwindigkeit der Arbeitswelle  $v_p$  herangezogen. Bezieht man die  $\mu$ -te harmonische Komponente des Rotors auf den Stator, so kann die Geschwindigkeit dieser wie folgt definiert werden [57]:

$$v_\mu = \frac{v_p}{\mu} \cdot [1 + (\mu - \nu) \cdot (1 - s)] = \frac{v_p}{\mu} \cdot \left[ 1 + (\mu - \nu) \cdot \left( 1 - \frac{n_{s,p} - n}{n_{s,p}} \right) \right] \quad (3.51)$$

Hierbei steht  $n_{s,p}$  für die Synchrondrehzahl der Grundharmonischen und  $s$  für den Schlupf der Maschine. Setzt man nun 3.50 und 3.51 gleich, so erhält man die Gleichung 3.52.

$$\frac{1}{\nu} = \frac{1}{\mu} \cdot \left[ 1 + (\mu - \nu) \cdot \left( 1 - \frac{n_{s,p} - n}{n_{s,p}} \right) \right] \quad (3.52)$$

Ausgehend von der selben Geschwindigkeit der Stator- und Rotorwelle, kann die Gleichung für jeden Wert der mechanischen Drehzahl  $n$  nur dann erfüllt werden, wenn die Subtraktion  $(\mu - \nu)$  den Wert Null liefert. Wie die Grundwelle, induziert auch jede andere Feldwelle der Statorwicklung in die Rotorwicklung eine Spannung. Diese Spannung kann einen Strom treiben, welcher Feldwellen verschiedener Polzahl erregen kann. Die Feld-

### 3. Modellbildung der Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

welle des Rotors, die nun dieselbe Polpaarzahl wie die Statorfeldwelle besitzt, von der sie selbst erregt wird, können nun im Zusammenspiel ein asynchrones Oberwellenmoment erzeugen. Näheres hierzu findet sich in [58]. Eine weitere hilfreiche Veranschaulichung kann mittels des proportionalen Zusammenhangs zwischen dem Drehmoment und dem Produkt aus der vom Stator erzeugten Durchflutungsamplitude bzw. Wert der magnetischen Flussdichte  $\hat{B}_s$  und des von der Flussdichte erzeugten maximalen Strombelagswerts im Rotor  $\hat{A}_r$  hergestellt werden [48].

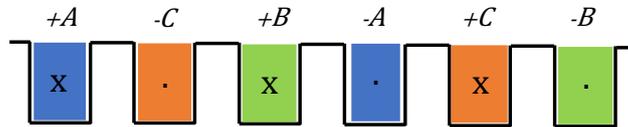


Abbildung 3.16: Dreiphasige zweipolige verteilte Einschichtwicklung

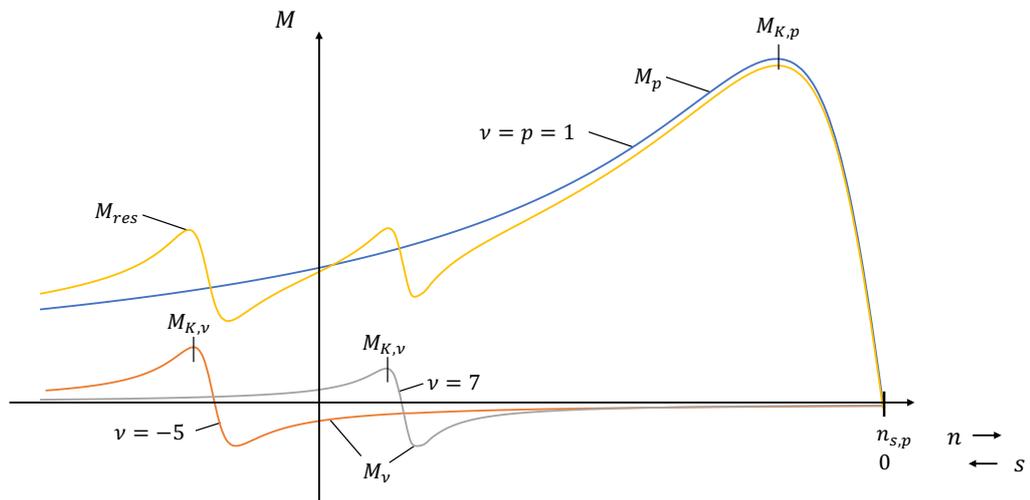


Abbildung 3.17: Mittels ESB berechnete asynchrone Oberfeldmomente, welche durch die höheren harmonischen Anteile der Statorwicklung erzeugt werden

Für das asynchrone Moment bedeutet das somit, dass die  $\nu$ -te harmonische Flussdichte

teverteilung einen Strom im Rotor erzeugen kann und somit auch ein Strombelag bzw. Durchflutungsanteil von der gleichen Ordnungszahl und der gleichen Umlaufgeschwindigkeit existieren kann. Ausgehend von einem simplen Beispiel mittels eines verteilten einschichtigen Wicklungsaufbaus nach Abbildung 3.16, lassen sich die resultierenden harmonischen Anteile auch ohne eine Fourier-Analyse mithilfe der Gleichung 2.52 unkompliziert bestimmen. Betrachtet man nur die Ordnungszahlen 1, -5 und 7, so kann dieser Statoraufbau z.B. in einem Kurzschlussläufer die gleichen Durchflutungsanteile erzeugen, welche mit der selben Geschwindigkeit umlaufen. Somit ist es zu erwarten, dass neben dem Grundwellenmoment der Ordnungszahl 1 auch weiter asynchrone Oberwellenmomente mit den Ordnungszahlen 5 und 7, wie sie in der Abbildung 3.17 zu sehen sind, entstehen. Von ihrem Charakter unterscheiden sich diese Oberwellenmomente nicht von dem des Grundwellenmomentes. Sie weisen ebenfalls eine Synchrondrehzahl

$$n_{s,\nu} = \frac{n_{s,p}}{\nu} \quad (3.53)$$

sowie ein Kippmoment  $M_{K,\nu}$  auf. Die Überlagerungen aller Oberwellenmomente mit dem Grundwellenmoment ergibt die resultierende Drehmoment-Drehzahlkennlinie der Maschine  $M_{res}$ .

#### Nutharmonische

Wie im Abschnitt 3.4.1 näher angesprochen, erzeugen die Oberwellen, ausgehend von einer verteilten Wicklungsauslegung einer dreiphasigen Maschine und einer Polpaarzahl von 1, die den nach Gleichung 2.52 zu erwartenden höheren harmonischen Anteile. Somit ergibt es sich, dass sich bei einer solchen Maschine unabhängig von der Nutung asynchrone Drehmoment bei den Drehzahlen

$$-\frac{n_{s,p}}{5}, -\frac{n_{s,p}}{11}, -\frac{n_{s,p}}{17}, \dots, \frac{n_{s,p}}{19}, \frac{n_{s,p}}{13}, \frac{n_{s,p}}{7}$$

ausbilden können. Bei einer dreiphasigen Zahnspulenwicklung können auch ungeradzahlige Ordnungszahlen auftauchen, siehe Abbildung 3.3. Berücksichtigt man nun z.B. die Nutung des Stators, so werden einzelne dieser höheren Harmonischen durch die jeweilige Nutung besonders hervorgehoben. Die folgenden Überlegungen basieren auf den Ausführungen von [41].

### 3. Modellbildung der Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

Ausgehend von der Grundharmonischen der Flussdichteverteilung und einer glatten Rotoroberfläche, kann der Einfluss der Statornutungen, wie im Bild 3.18 a) zu sehen, veranschaulicht werden. Unter einem jeden Zahn wird die Flussdichte aufgrund des kleineren Luftspaltes verstärkt, im Gegensatz dazu wird der Luftspalt in jeder Nut deutlich größer, was zu einer Abschwächung der Flussdichte in diesen Bereichen führt.

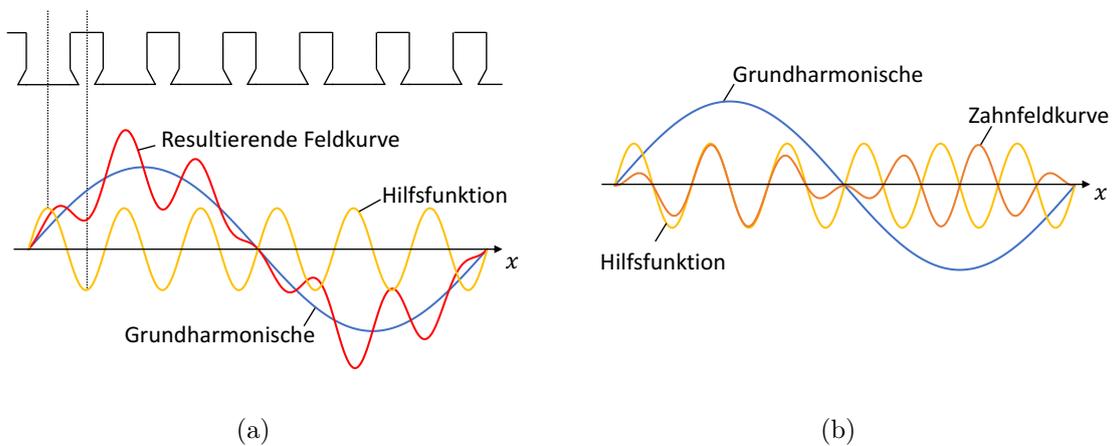


Abbildung 3.18: a) Resultierende Verteilung der magnetischen Flussdichte b) Bestimmung des Zahnfelds mit Hilfe der Grundharmonischen und der Hilfsfunktion

Dies wird auch anschaulich mit der Hilfsfunktion in der Abbildung 3.18 dargestellt. Die Hilfsfunktion kann auch als Kehrwert der Luftspaltbreite interpretiert werden. Diese Hilfsfunktion kann mittels einer Sinusfunktion modelliert werden, die Periodenzahl entlang einer Urwicklung ist abhängig von der jeweiligen Nutzahl. Vernachlässigt man zunächst die höheren Harmonischen der Zahnfeldkurve, kann diese über die Multiplikation der grundharmonischen Flussdichteverteilung mit der Hilfsfunktion gefunden werden, man erhält somit für die Zahnfeldkurve den Ausdruck:

$$\sin(b \cdot x - \omega \cdot t) \cdot \sin(a \cdot x) \quad (3.54)$$

Diese Multiplikation ist in der Abbildung 3.18 b) graphisch zu erkennen. Wie bereits im Kapitel 2.4 dargestellt, kann auch der Ausdruck aus der Gleichung 3.54 in eine mit- und gegenlaufende Feldwelle aufgeteilt werden. Die Gleichung 3.54 kann auf analytischem Weg in die Gleichung 3.55 umgeformt werden.

### 3. Modellbildung der Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

---

$$\frac{1}{2} (\cos(k_2 \cdot x + \omega \cdot t) - \cos(k_1 \cdot x - \omega \cdot t)) \quad (3.55)$$

Somit läuft das Drehfeld mit dem Ausdruck  $k_1 = a + b$  im gleichen Sinne wie das Grundfeld und das Drehfeld mit dem Ausdruck  $k_2 = a - b$  rotiert entgegen dem Grundfeld. Da der Koeffizient  $a$  die Periodenzahl der Zahnfeldkurve widerspiegelt, kann dieser zu  $a = N$  definiert werden. Der Koeffizient  $b$  entspricht der Periodendauer des Grundfeldes und kann somit mit der Polpaarzahl gleichgesetzt werden ( $b = p$ ). Nach diesen Definitionen kann nun  $k_1$  und  $k_2$  wie folgt definiert werden:

$$k_1 = N + p \quad (3.56)$$

$$k_2 = N - p \quad (3.57)$$

In der Zeit  $T$ , welche die Periodendauer der Grundwelle symbolisiert, legen die mit- und gegenlaufenden Drehfelder eine Strecke von  $\frac{D \cdot \pi}{N+1}$  bzw.  $\frac{D \cdot \pi}{N-1}$  zurück. Die Drehzahl, bezogen auf die übliche Einheit von  $1/\text{min}$  der beiden Drehfelder  $n_{nh}$ , lässt sich somit bestimmen zu:

$$n_{nh} = \frac{60 \frac{s}{\text{min}} \cdot v}{D \cdot \pi} = \pm \frac{60 \frac{s}{\text{min}}}{D \cdot \pi} \cdot \frac{D \cdot \pi}{N \pm 1} \cdot f = \pm \frac{60 \frac{s}{\text{min}} \cdot f}{N \pm 1} \quad (3.58)$$

Setzt man nun noch die synchrone Drehzahl des Grundfeldes in die Gleichung 3.58 so erhält man die Gleichung 3.59.

$$n_{nh} = \pm \frac{n_{s,p}}{\frac{N}{p} \pm 1} \quad (3.59)$$

Somit lässt sich hier zusammenfassen, dass infolge der Nutung also harmonische Anteile der Flussdichte mit der Polpaarzahl  $\frac{N}{p} \pm 1$  auftreten. Ausgehend von einer 3-phasigen verteilten Ganzlochwicklung mit einer Lochzahl von  $q = 2$ , würde das bedeuten, dass die Feldwellen der Polpaarzahl 11 und 13 durch die Nutung des Stators besonders hervorgehoben werden. Für ein weiteres Beispiel mit  $q = 3$  wären es die Feldwellen der Ordnungszahlen 17 und 19 und so weiter.

Bisher wurde nur die Statornutung näher betrachtet, aber auch der Rotor der Maschine wird mit Nuten versehen, somit sind hier ebenfalls Anteile der Flussdichte, welche durch die Nuten hervorgerufen werden, zu erwarten. Auf die bezogene Rotorseite lassen sich die gleichen Gesetzmäßigkeiten wie auf den Stator anwenden, siehe Gleichung 3.59 unter der Berücksichtigung der Rotornutzahl  $N = N_r$ . Wie in [41] näher beschrieben, führen diese Überlegungen weiter auf eine wichtige Drehzahl von

$$n_{nh,r} = \pm \frac{n_{s,p}}{\frac{N_r}{p}} \quad (3.60)$$

welche für den gleichen Rotor mit  $N_r$  Rotornutungen, unabhängig von der Statornutung bei diesen Drehzahlen in der Drehmoment-Drehzahlkennlinie, Einbrüche bzw. Erhöhungen erzeugen können.

Bei den bisherigen Betrachtung der Zahnfeldkurve wurde Bezug nur auf die Grundwelle der magnetischen Flussdichte genommen. Da diese Feldkurve in der Wirklichkeit ebenfalls höhere harmonische Anteile aufweist, sowie die zugeführte Spannung ihrerseits auch harmonische Anteile aufweisen kann, können hier auch die höheren Harmonischen der Zahnfeldkurve Probleme mit sich bringen. Auf Details hierzu sei an dieser Stelle auf [41] verwiesen.

#### 3.4.2 Synchrone Drehmomente

Neben den Flussdichteanteilen, welche durch dem Statorstrom erzeugt werden, erzeugt auch der Rotorstrom in der Rotorwicklung seinerseits harmonische Anteile der Flussdichte. Bezogen auf den Rotor rotieren diese Feldwellen mit der Drehzahl  $\frac{s \cdot n_{s,p}}{\mu}$ . Ausgehend von einer Statoroberwelle  $\nu$  und Rotoroberwelle  $\mu$  mit der selben Polpaarzahl ( $\nu = \mu$ ), können diese beiden Felder bei bestimmten Betriebspunkten, in denen die Drehzahl der beiden Felder identisch ist, ein synchrones Drehmoment erzeugen. Somit können in bestimmten Betriebspunkten der Asynchronmaschine, synchrone Drehmomente erzeugt werden. Diese Aussage soll im Folgendem mit einem Beispiel erläutert werden. Betrachtet man eine dreiphasige und zweipolige Maschine mit einer Ganzlochwicklung, die eine Lochzahl von  $q = 2$  besitzt, so hat die Statorwicklung eine Nutzahl von  $N = 12$ . Der Rotor wird mit einer Nutzahl von  $N_r = 14$  hergestellt. Nach Gleichung 2.52 werden Statorflussdichten mit den Ordnungszahlen 1, -5, 7, -11, 13, u.s.w. erzeugt. Aufgrund der Statornutzahl von  $N = 12$ , werden nach Gleichung 3.59 die Ordnungszahlen -11 und

### 3. Modellbildung der Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

---

13 besonders hervorgehoben. Ausgehend von der Rotornutung mit einer Nutzahl von  $N_r = 14$  werden Nutharmonische im Rotor mit den Ordnungszahlen  $-13$  und  $15$  erwartet. Nun besitzen die Statorflussdichte mit der Ordnungszahl  $13$  und die Rotorflussdichte mit der Ordnungszahl  $-13$  die gleiche Polpaarzahl. Nun wird es ein mitlaufendes Statorfeld, bezogen auf die Arbeitswelle und relativ zum Stator (also aus der Sicht des Betrachters) mit der Drehzahl

$$n_\nu = \frac{n_{s,p}}{\nu} = \frac{3000 \frac{1}{\text{min}}}{13} \approx 231 \frac{1}{\text{min}} \quad (3.61)$$

geben. Aufgrund der Nutung des Rotors existiert eine Rotorflussdichte mit der Ordnungszahl  $-13$ , somit rotiert dieses Feld mit einer auf den Rotor bezogenen Drehzahl von

$$n_\mu = \frac{s \cdot n_{s,p}}{\mu} = \frac{n_{s,p} - n}{\mu} = \frac{3000 \frac{1}{\text{min}} - n}{-13} \quad (3.62)$$

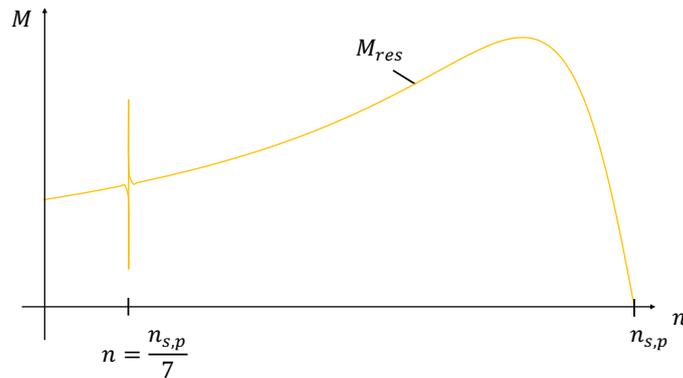


Abbildung 3.19: Beispiel für ein synchrones Drehmoment

Bezieht man nun das Rotorfeld auf den Stator, muss die Drehzahl aus Gleichung 3.62 noch mit der mechanischen Drehzahl  $n$  addiert werden. Nimmt man nun an, dass diese beiden Felder synchron rotieren, erhält man den Ausdruck nach Gleichung 3.63.

$$\frac{n_{s,p}}{\nu} = \frac{n_{s,p} - n}{\mu} + n \quad (3.63)$$

Löst man nun die Gleichung 3.63 nach der mechanischen Drehzahl für das ausgewählte Beispiel, so erhält man den gesuchten Betriebspunkt, bei dem sich das synchrone Drehmoment bemerkbar machen wird.

$$n = \frac{n_{s,p}}{7} = \frac{3000 \frac{1}{min}}{7} \approx 429 \frac{1}{min}$$

Betrachtet man nun das von der Grundwelle erzeugte asynchrone Arbeitsmoment und das synchrone Drehmoment als Funktion der Drehzahl, so ergibt sich aus der Überlagerung beider Drehmomente die beispielhafte Darstellung aus Abbildung 3.19.

## 3.5 Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine

Wie bereits im Kapitel 2.6 angesprochen, stellt das stationäre Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine ein äußerst nützliches Werkzeug zur Beschreibung der Maschineneigenschaften dar. Bei einem neuen Entwurf einer Asynchronmaschine werden üblicherweise zunächst die Hauptabmessungen der Maschine definiert und danach der Entwurf der Wicklung getätigt. Sind diese Schritte abgeschlossen, kann der magnetische Kreis der geplanten Maschine berechnet werden. Nach diesen Auslegungsschritten sind die benötigten Werte für das Ersatzschaltbild der Maschine bekannt und eine Berechnung der Betriebsdaten kann damit erfolgen. Mit der Hilfe des Ersatzschaltbildes können für unterschiedliche Schlupfwerte die stationären Werte für Stator- und Rotorstrom, Leistungsfaktor, Drehzahl, Drehmoment und weitere interessante Werte ermittelt werden. Die Ermittlung der Drehmoment-Drehzahlkennlinie (Generatorbetrieb, Motorbetrieb und Bremsbetrieb) kann ebenfalls über das Ersatzschaltbild erfolgen. Hierzu werden die jeweiligen stationären Werte für einen vorgegebenen Schlupfwert bestimmt und in einem Diagramm wiedergegeben. Im Folgenden wird auf zwei Ersatzschaltbilder eingegangen. Zum einen auf das Ersatzschaltbild, welches nur die Grundwelle des Luftspaltfeldes zur Berechnung des Drehmoments heranzieht und zum anderen ein Ersatzschaltbild, welches auch die Statoroberwellen zur Berechnung des Drehmoments heranzieht. An dieser Stelle sei angemerkt, dass diese Ersatzschaltbilder bei den üblichen Wicklungen mit Käfigläufer nicht alle physikalischen Effekte berücksichtigen können und besonders bei Zahnspulenwicklungen auch kritisch hinterfragt werden müssen. Gemeint sind hier zum Beispiel die

Oberwellenmomente, welche durch die Zusatzisenverluste hervorgerufen werden. Die stärker ausgeprägten Oberwellen der Zahnspulenwicklung können besonders im Bereich des Bremsbetriebs erhebliche Zusatzmomente erzeugen, welche durch das Ersatzschaltbild nicht mitberücksichtigt werden. Im Laufe dieser Arbeit hat sich jedoch gezeigt, dass die Ersatzschaltbilder im Betriebsbereich der Maschine hilfreiche und brauchbare Ergebnisse auch unter der Berücksichtigung der Zahnspulenwicklung liefern.

#### 3.5.1 Ersatzschaltbild für das Grundfeld

Das wohl bekannteste Modell der Asynchronmaschine stellt das bereits im Kapitel 2.6 angesprochene Grundfeldersatzschaltbild dar. In diesem Ersatzschaltbild werden alle magnetischen Felder bis auf das Grundfeld als Streufelder definiert. Somit bezieht sich die Energieübertragung nur auf das Luftspaltgrundfeld und berücksichtigt auch nur dieses bei der Drehmomentberechnung. Das Ersatzschaltbild lässt sich wie beim Transformator mithilfe der Spannungsgleichungen der Stator- und Rotorwicklung aufstellen. Bezieht man wie es oft üblich ist, die Rotorseite auf die Statorseite mithilfe des Übersetzungsfaktors  $\ddot{u}$ , so können die beiden Seiten als galvanisch gekoppelt modelliert werden und die Berechnungen mithilfe der komplexen Wechselstromlehre durchgeführt werden. Für eine detailliertere Herleitung des Ersatzschaltbildes sei hier auf [15] und [4] verwiesen. Das Ersatzschaltbild aus der Abbildung 2.17 wird zunächst dahingehend angepasst, dass die Induktivitäten als Reaktanzen bzw. Blindwiderstände dargestellt werden. Die statorseitige und rotorseitige Streureaktanz wird mithilfe der in der Gleichung 2.39 und 2.40 definierten Induktivitäten bestimmt. Wird der Rotor oder der Stator geschrägt aufgebaut, so koppelt ein Teil des Hauptflusses nicht mehr beide Seiten miteinander und wird auch als Streuung in dieser Modellierung gewertet. Diese Reaktanz der Schrägungstreuung kann nach [43] mithilfe des Schrägungsfaktors Gleichung 2.18 und der Grundharmonischen der Hauptinduktivität bzw. Hauptreaktanz, siehe hierzu Kapitel 3.4.1, bestimmt werden zu:

$$X_{\sigma_{schr}} = \sigma_{schr} \cdot X_h = (1 - k_{sch}^2) \cdot X_h \quad (3.64)$$

Die Schrägungsreaktanz  $X_{\sigma_{schr}}$  wird im Ersatzschaltbild so gewertet, dass diese von der Hauptreaktanz der Maschine subtrahiert wird, was physikalisch einen geringeren gekoppelten magnetischen Fluss zwischen Statorwicklung und Rotorwicklung symbolisiert. Zugleich wird die Schrägungsreaktanz zu der statorseitigen und rotorseitigen Streureaktanz

### 3. Modellbildung der Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

---

hinzu addiert, da dieser Teil des Flusses nun ebenfalls als Streuung interpretiert wird. Eine weitere Anpassung des aus Abbildung 2.17 bekannten Ersatzschaltbildes, liegt in der Reihenschaltung des bezogenen Verlustwiderstandes des Rotorkreises und des Lastwiderstandes, welcher vom Schlupf abhängig ist. Diese Aufteilung ist sinnvoll, wenn man die nach dem Ersatzschaltbild bestimmte innere Leistung der Maschine in Bereich des Nennschlupfs bestimmen möchte. Will man die innere Leistung der Maschine über den Schlupfbereich  $2 \geq s \geq 0$  bestimmen, so ist es hilfreicher mit dem schlupfabhängigen bezogenen Widerstand  $R'_2/s$  zu rechnen. In der Abbildung 3.20 ist das Ersatzschaltbild für das Grundfeld abgebildet, mit dessen Hilfe die Drehmoment-Drehzahlkennlinie berechnet werden kann.

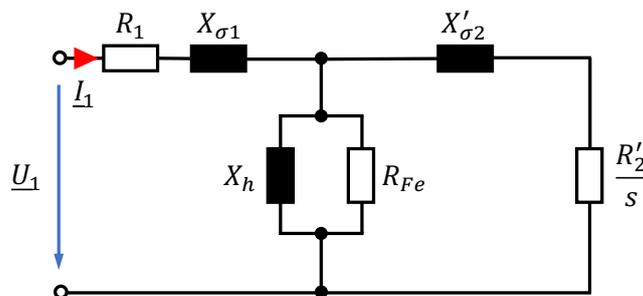


Abbildung 3.20: Grundwellenersatzschaltbild der Asynchronmaschine

#### 3.5.2 Ersatzschaltbild für das Grundfeld und die Statoroberfelder

Eine analytische Berechnungsmethode der durch die Oberfelder zusätzlich erzeugten asynchronen Drehmomentanteile, liefert das Ersatzschaltbild aus der Abbildung 3.21. Für die Herleitung sowie die genaue Bestimmung der Ersatzwiderstände und Ersatzreaktanzen sei auf [5] sowie [61] verwiesen. Im Folgenden soll nur auf die physikalische Bedeutung der Widerstände und Reaktanzen eingegangen werden. Im elektrischen Ersatzschaltbild aus Abbildung 3.21 kann das Drehmoment des Grundfeldes mithilfe des bereits bekannten schlupfabhängigen Lastwiderstandes  $R'_2/s$  und dem rotorseitigem Strom  $I'_2$  berechnet werden. Die ungewünschten asynchronen Drehmomentwerte der Statoroberfelder können mit dem Widerstand  $R'_{2\nu}/s_\nu$  und dem Rotorstrom  $I'_{2\nu}$  der jeweiligen Ordnungszahl bestimmt werden. Somit ist jeder resultierenden Feldwelle, welche von der Statorwicklung erzeugt wird und im Rotor einen Strom treiben kann, ob

### 3. Modellbildung der Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

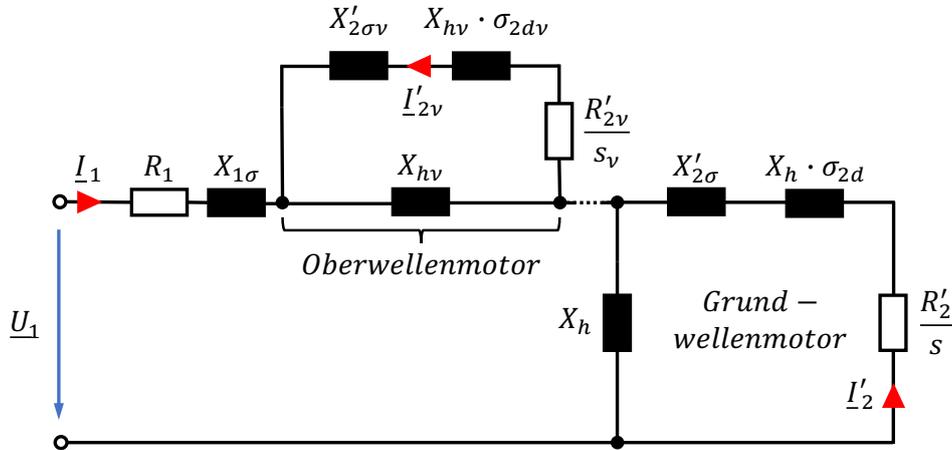


Abbildung 3.21: Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine unter der Berücksichtigung des Grundfeldes und theoretisch unendlich vieler Oberfelder

es sich nun um die Grundwelle oder eine Oberwelle handelt, einem in Reihe geschalteter ‚Ersatzmotor‘ zugeordnet. Der statorseitige Wirkwiderstand  $R_1$  symbolisiert auch in diesem Ersatzschaltbild den ohm'schen Wert der Kupferwicklung einer Phase. Die statorseitige Streureaktanz  $X_{1\sigma}$  beinhaltet die Statornut- und Wickelkopfsteuerung einer Phase. Die Berücksichtigung der Statoroberwellensteuerung erfolgt in diesem ESB durch die Modellierung der einzelnen Rotorersatzschaltungen anhand der Oberwellenmotoren. Die rotorseitige Streureaktanz  $X'_{2\sigma}$  bzw.  $X'_{2\sigma v}$  beinhaltet die Rotornut- und Rotorwickelkopfsteuerung einer Phase. Die Oberwellensteuerung der Rotorwicklung wird mittels der Oberwellensteuerung  $\sigma_{2d}$  bzw.  $\sigma_{2dv}$  für die jeweilige Ordnungszahl berücksichtigt. Die netzfremdfrequente Induzierung der Statorwicklung durch die Rotorfelder ist in diesem ESB nicht berücksichtigt. Mithilfe von diesem ESB lässt sich bereits hier festhalten, dass der Einfluss einer resultierenden Oberwelle gering gehalten werden kann, im Aspekt auf den störenden Drehmomenteinfluss, wenn die von der Statorwicklung resultierende Polpaarzahl auf eine hohe Oberwellensteuerung  $\sigma_{2dv}$  der gleichen Ordnungszahl trifft. Dies führt zu einem hohen Reaktanzwert  $X_{hv} \cdot \sigma_{2dv}$  für den betrachteten Oberwellenmotor und somit einem geringeren Stromwert  $I'_{2v}$  der betrachteten Ordnungszahl bzw. Polpaarzahl. Auf diese Thematik wird im Kapitel 5, anhand der dort betrachteten beispielhaften Maschinenauslegungen, noch einmal näher eingegangen.

## 3.6 Zusammenfassung

Im ersten Teil des Kapitels wird die Fourier-Analyse der Durchflutungsverteilung näher behandelt und wie sich hieraus die relevanten Wicklungsparameter des jeweiligen Aufbaus bestimmen lassen. Besonders die resultierenden Ordnungszahlen bzw. Polpaarzahlen des jeweiligen Wicklungsaufbaus, welche sich hieraus ergeben, sind für die weitere analytische Maschinenberechnung von essentieller Bedeutung.

In den nächsten zwei Unterabschnitten wird auf die Berechnung der Wirkwiderstände unter Berücksichtigung einer Schrägung und der Induktivitäten einer zahnspulenbewickelten Asynchronmaschine unter der analytischen Berücksichtigung der Nutungen und der Sättigung eingegangen.

Im vorletzten Unterabschnitt dieses Kapitels wird noch einmal der Bezug der harmonischen und nutharmonischen Felder sowie ihr Einfluss auf das resultierende asynchrone Drehmoment sowie synchrone Drehmoment hergestellt.

Im letzten inhaltlichen Unterpunkt wird auf zwei Ersatzschaltbilder der Asynchronmaschine eingegangen. Das bereits angesprochene Grundfeldersatzschaltbild wird näher diskutiert und ein Ersatzschaltbild, welches auch die zusätzlichen unerwünschten Drehmomentkomponenten der Statoroberfelder mit berücksichtigt vorgestellt. Der Fokus der Erläuterungen, bezüglich dieses Ersatzschaltbildes, liegt hier bei der physikalischen Deutung der jeweiligen Widerstände und Reaktanzen mit Blick auf die Zahnspulenwicklung.

## 4 Allgemeine Auslegung einer Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

In diesem Kapitel wird, ausgehend von den in Kapitel 2 und 3 thematisierten Inhalten, ein Weg zum systematischen ersten Entwurf einer Asynchronmaschine mit einem zahnspulenbewickelten Stator und einem zahnspulenbewickelten Rotor vorgestellt. Der Fokus liegt bei den folgenden Betrachtungen auf zunächst kleineren Leistungsklassen, trotzdem können die folgenden Grundüberlegungen auch auf größere Leistungsklassen erweitert werden.

### 4.1 Hauptabmessungen

Die Asynchronmaschine wird auch Induktionsmaschine genannt. Wie dieser Name es bereits andeutet, stellt bei diesem Maschinentyp die induzierte Spannung eine wichtige Ausgangsgröße zur Maschinenauslegung dar. Die induzierte Gesamtspannung in einem Strang ist in der Gleichung 2.7 bereits angesprochen und definiert worden. Die Wicklung und der mit ihr verkettete Hauptfluss sind hierbei maßgebend für die induzierte Gesamtspannung und letztlich den Strom durch die Wicklung. Der Effektivwert des Stroms ist wiederum ausschlaggebend für die thermische Beanspruchung der Wicklung. Mit diesen Überlegungen kann als Ausgangspunkt für die elektromagnetische Beanspruchung einer Asynchronmaschine die innere Scheinleistung herangezogen werden:

$$S_i = m \cdot U_i \cdot I \quad (4.1)$$

Wie in [43] näher beschrieben und in Gleichung 4.2 zusammengefasst, kann nun ein auf die mechanische Leistung  $P_{mech}$  zugeschnittener Ausnutzungsfaktor  $C_{mech}$  für diesen

#### 4. Allgemeine Auslegung einer Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

---

Maschinentyp definiert werden. Der Wirkungsgrad  $\eta$ , der Leistungsfaktor  $\cos(\varphi)$  und die Quellenspannung  $U$  spielen hierbei als Einflussgrößen ebenfalls eine wichtige Rolle.

$$P_{mech} = \eta \cdot \cos(\varphi) \cdot \frac{U}{U_i} \cdot S_i = C_{mech} \cdot D^2 \cdot l_{Fe} \cdot n_s \quad (4.2)$$

Der Ausnutzungsfaktor ist auch im Essonschen Faktor oder im spezifischen Drehmoment zu finden, welche bei der Maschinenauslegung ebenfalls herangezogen werden, näheres zur Nomenklatur ist hierzu in [43] zu finden. Eine weitere gängige Ausgangsgröße zur Maschinenauslegung stellt der mittlere Drehschub dar. Der mittlere Drehschub ist über die mittlere Kraft am Umfang des Rotors bezogen auf die Bohrungsfläche definiert. Letztlich stellen beide Faktoren, ob der Ausnutzungsfaktor oder der mittlere Drehschub, eine sehr hilfreiche Größe zur Auslegung der Maschinengeometrie dar. Bei der klassischen Auslegung einer Asynchronmaschine kann mit Hilfe der vereinheitlichten Bauhöhe die Achshöhe als Bezugswert definiert werden. Durch die vorgegebene Achshöhe ist ein maximaler Durchmesser der geplanten Maschine vorgegeben. Mithilfe des Ausnutzungsfaktors lässt sich nun die benötigte Aktivteillänge berechnen. In der Abbildung 4.1 ist Ausnutzungsfaktor für Asynchronmaschinen mit einer Polpaarzahl von bis zu  $p = 6$  dargestellt. Die Rohdaten wurden hierbei [43] entnommen und bis zu einer mechanischen Leistung von 10 kW zwischen dem Maximal- und Minimalwert der jeweiligen Leistungsklasse gemittelt. Diese Daten basieren auf im Laufe der Entwicklung der Asynchronmaschine empirisch ermittelten Werten. Der dargestellte Ausnutzungsfaktor beinhaltet bereits einen Reduktionsfaktor, welcher die Kühlung der Maschine berücksichtigt. Ausgangspunkt der Kühlung ist hier eine eigenständige Oberflächenkühlung der Maschine.

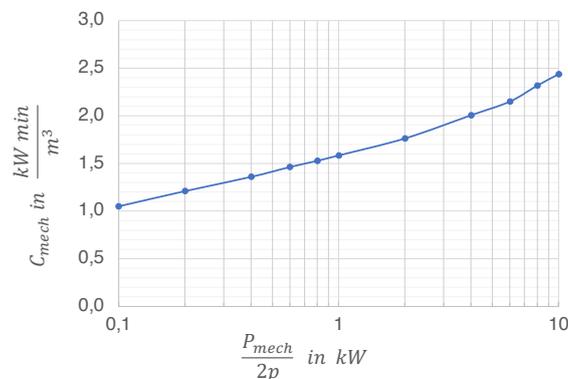


Abbildung 4.1: Gemittelter reduzierter Ausnutzungsfaktor von Asynchronmaschinen

#### 4. Allgemeine Auslegung einer Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

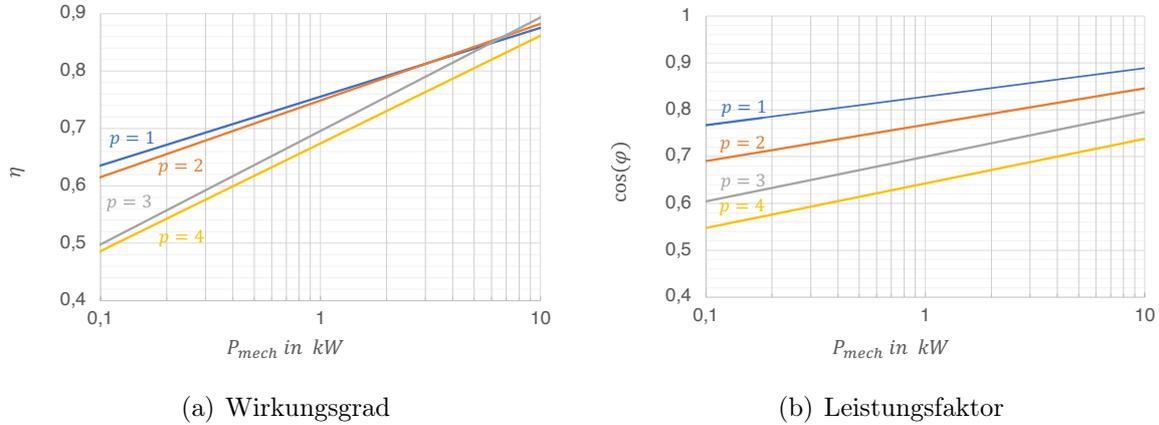


Abbildung 4.2: a) Gemittelter Wirkungsgrad und b) gemittelter Leistungsfaktor einer Asynchronmaschine bis zu einer mechanischen Leistung von 10 kW

Wie es bereits in der Gleichung 4.2 zu erkennen ist, wird für den ersten Entwurf einer Maschine auch der Wirkungsgrad sowie der Leistungsfaktor benötigt. Bis zu einer mechanischen Leistung von 10 kW ist eine gemittelte Zusammenfassung des Wirkungsgrades sowie des Leistungsfaktors in der Abbildung 4.2 zu sehen. Zur Ermittlung der beiden Diagramme wurden die Nenndaten mehrerer Maschinenhersteller herangezogen und gemittelt der jeweiligen Polpaarzahl zugeordnet. In [43] sind ebenfalls Auslegungswerte für den Wirkungsgrad sowie den Leistungsfaktor in Abhängigkeit der mechanischen Leistungsabgabe zu finden. Vergleicht man die dort dargestellten Ergebnisse mit den ermittelten Werten aus der Abbildung 4.2, so liefern diese im betrachteten Leistungsbereich ähnliche Werte für den Wirkungsgrad und den Leistungsfaktor.

Einen Überblick über die gebräuchlichen Achshöhen  $h_A$  abhängig von der jeweiligen Leistungsklasse und der Polpaarzahl kann der Abbildung 4.3 a) entnommen werden. Die hier abgebildeten Daten beziehen sich wiederum auf Herstellerangaben, welche aus zugänglichen Datenblättern selbst entnommen sind. Für die Abbildung 4.3 a) ist noch anzumerken, dass die Achshöhe sich sprunghaft erhöht und nicht wie hier dargestellt linear erhöht. Für einen ersten Überblick reicht diese Darstellungsform jedoch aus. In der Abbildung 4.3 b) ist die Achshöhe, wie sie ausgehend von den Datenblättern definiert ist, dargestellt.

Mit den hier dargestellten Abschätzungswerten kann nun anhand der Definition einer geplanten mechanischen Leistung und der Polpaarzahl, die Achshöhe abgeschätzt werden und ein detaillierter Entwurf gestartet werden. Zur Leistungsauslegung und der Festlegung der Polpaarzahl wird sich an den vorhandenen Prüfständen orientiert.

#### 4. Allgemeine Auslegung einer Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

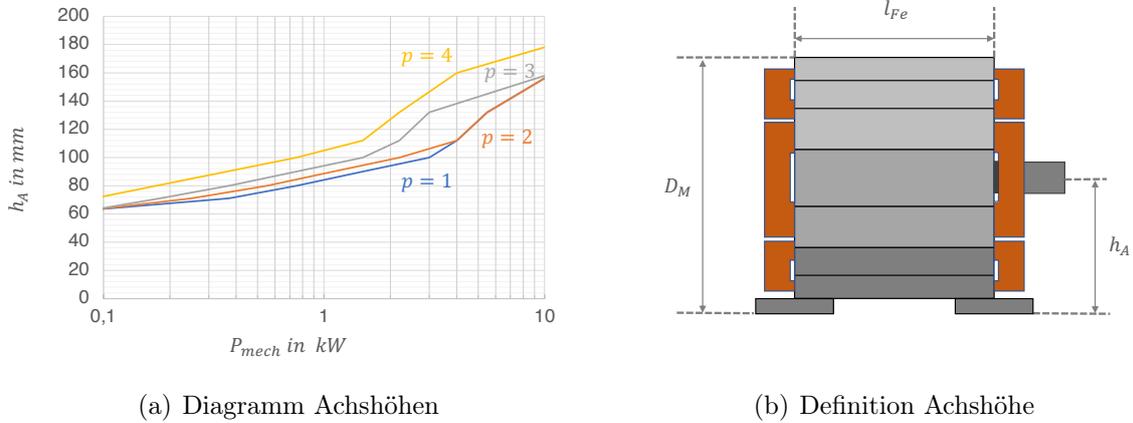


Abbildung 4.3: a) Gebräuchliche Achshöhen einer Asynchronmaschine bis zu einer mechanischen Leistung von 10 kW und b) Definition der Achshöhe

Die antreibende bzw. bremsende Gleichstrommaschine des ausgewählten Prüfstandes hat aus Sicherheitsgründen eine Notfallabschaltung beim Erreichen einer Drehzahl von  $n = 1700 \text{ min}^{-1}$ . Somit ist die Polpaarzahl für die geplante Versuchsmaschine auf  $p \geq 2$  festgelegt. Um die Kosten sowie den Fertigungsaufwand der Versuchsmaschine in überschaubaren Grenzen zu halten, wird eine mechanische Leistung von  $P_{mech} \leq 1 \text{ kW}$  angestrebt. Ausgehend von drei Leistungswerten  $P_{mech} = 0,5 \text{ kW}$ ,  $0,75 \text{ kW}$  und  $1 \text{ kW}$  sowie einer Polpaarzahl von  $p = 2$  bis  $p = 5$  wird im Folgenden die Dimensionierung der Hauptabmessungen näher dargestellt. Abhängig von der mechanischen Leistung wird zunächst der jeweilige Ausnutzungsfaktor bestimmt. Für verschiedene Rotordurchmesser  $D$  kann nun die Aktivteillänge  $l_{Fe}$  bestimmt werden. Ausgehend von den Achshöhen aus Abbildung 4.3 ergeben sich für diesen Leistungsbereich Maschinendurchmesser  $D_M$ , welche im Bereich von ca. 140 bis 200 mm liegen. Unter Berücksichtigung des Stators muss der Rotordurchmesser unterhalb des Maschinendurchmessers liegen. Da der Rotor hierbei als Zahnspule bewickelt wird und keinen Käfig besitzt, wurde im Zuge der einfacheren Fertigung der Rotordurchmesser in Richtung der größeren Durchmesserwerte gewählt. Die näher betrachteten Rotordurchmesser liegen hierbei in einem Bereich von 60 bis 140 mm. Die Ergebnisse der berechneten Maschinenlängen sind in den Abbildungen 4.4 und 4.5 für die jeweilige Polpaarzahl dargestellt.

Um den Durchmesserbereich für eine Festlegung sinnvoll einzugrenzen, kann die relative Länge  $\lambda$  hierzu herangezogen werden. Die relative Länge kann definiert werden über das Verhältnis der Rotorlänge  $l_{Fe}$  zu der Polteilung  $\tau_p$ , wie in Gleichung 4.3 zu sehen.

#### 4. Allgemeine Auslegung einer Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

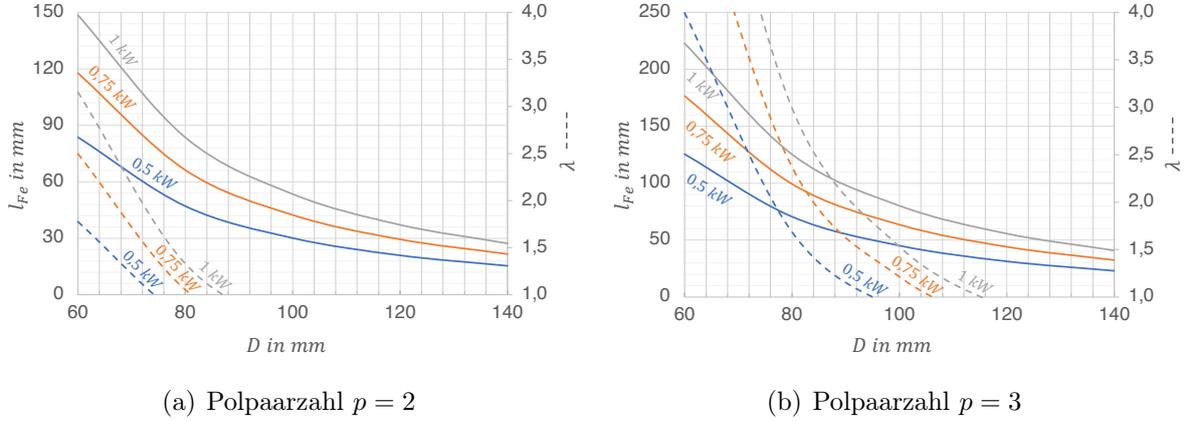


Abbildung 4.4: Bestimmung der Maschinenlänge  $l_{Fe}$  (Primärachse) ausgehend von einer definierten mechanischen Leistung  $P_{mech}$ , Rotordurchmessers  $D$  und die relative Länge  $\lambda$  (Sekundärachse)

$$\lambda = \frac{l_{Fe}}{\tau_p} \quad (4.3)$$

Kleine Werte der relativen Länge führen zu größeren Rotordurchmessern und kleineren Maschinenlängen. Dies wirkt sich positiv auf die Kühleigenschaften der Maschine aus. Größere Werte für die relative Länge lassen die Maschine länger werden und bewirken somit umgekehrte Eigenschaften. Eine Empfehlung für einen sinnvollen Bereich der relativen Länge findet man in [43] und liegt im Bereich von 1 bis 4. In weiteren Literaturangaben [45] finden sich ähnliche Bereichsgrenzen für die relative Länge. Unter Verwendung dieser Bereichsgrenzen können die zu wählenden Rotordurchmesser in den Abbildungen 4.4 und 4.5 besser eingegrenzt werden. Die relative Länge ist in den Abbildungen zusätzlich auf die Sekundärachse im Bereich von  $\lambda = 1$  bis 4 aufgetragen. Somit reduziert sich der wählbare Durchmesserbereich in den Abbildungen 4.4 und 4.5. Ein sinnvoller Durchmesser des Rotors ergibt sich dann, wenn die durchgezogene Kurve  $l_{Fe} = f(D)$  und die gestrichelte Kurve  $\lambda = f(D)$  des jeweiligen Leistungsbereiches beide vorhanden sind. Für eine achtpolige Maschine mit einer mechanischen Leistung von 0,75 kW ergibt sich somit ein umzusetzender Durchmesserbereich von ca. 82 bis 128 mm und eine sich hieraus ergebende Maschinenlänge von ca. 40 bis 130 mm.

## 4. Allgemeine Auslegung einer Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

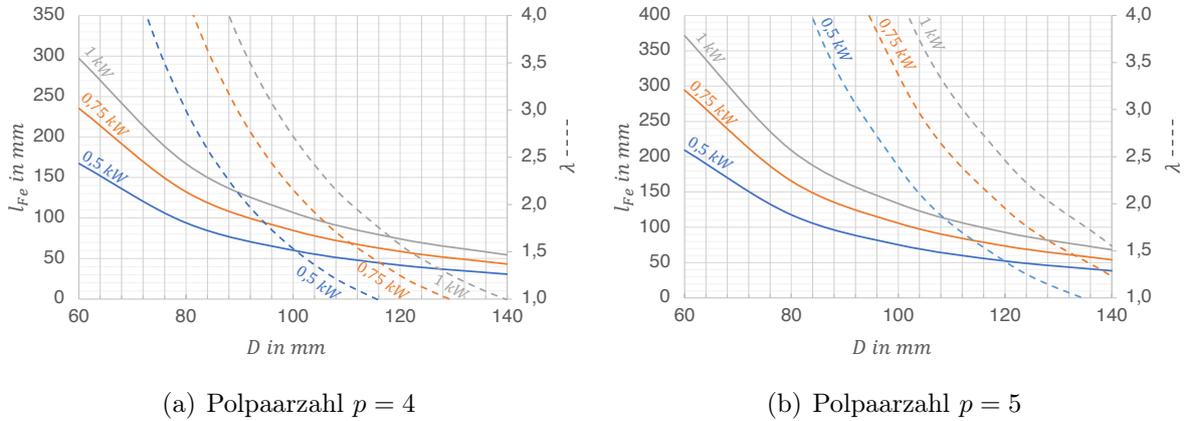


Abbildung 4.5: Bestimmung der Maschinenlänge  $l_{Fe}$  (Primärachse) ausgehend von einer definierten mechanischen Leistung  $P_{mech}$ , Rotordurchmessers  $D$  und die relative Länge  $\lambda$  (Sekundärachse)

### 4.2 Aktivteillänge

Die kurzen Wickelköpfe der Zahnspulenwicklung stellen einen wichtigen Vorteil im Vergleich zu den verteilten Wicklungen dar. Hierbei wird häufig auf die geringere Kupfermenge und den dadurch kleineren Strangwiderstand Bezug genommen. Jedoch liefern diese, bezugnehmend auf die Aktivteillänge der Asynchronmaschine, einen weiteren wichtigen Aspekt. Ausgehend von einer definierten zur Verfügung stehenden Gesamtlänge, steht bei einer zahnspulenbewickelten Maschine, aufgrund der kurzen Wickelköpfe, mehr Länge für den Aktivteil zur Verfügung. Diese Aussage ist in der Abbildung 4.6 bildlich dargestellt. Bei gleicher Gesamtlänge beider Anordnungen fällt die Aktivteillänge der Zahnspulenwicklung  $l_{Fe,ZsW}$  im Vergleich zur Aktivteillänge der verteilten Wicklung  $l_{Fe,VW}$  größer aus. Dieser Längenvergleich ist in der Abbildung 4.6 noch einmal gezeichnet zu sehen.

Durch diesen Vorteil kann somit die Drehmomentdichte gesteigert werden. Dies lässt sich auch in der Gleichung 4.2 erkennen, hierbei geht die Aktivteillänge proportional in die resultierende mechanische Leistung und somit auch in das Drehmoment mit ein. Ausgehend von diesen Überlegungen, kann auch eine Zahnspulenwicklung mit einem kleineren Wicklungsfaktor vergleichbare Drehmomentdichten pro Volumeneinheit einer verteilten Wicklung erreichen. Um eine quantitative Aussage, bezüglich der Gesamtlänge zur Aktivteillänge zu erhalten, wurden einige Asynchronmaschinen mit verteiltem Wicklungsaufbau bis zu einer Wellenleistung von  $P_N = 2,2 \text{ kW}$  und unterschiedlicher Polpaarzahl auf ihre Längenverhältnisse vermessen. Die Ergebnisse dieser Messungen

#### 4. Allgemeine Auslegung einer Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

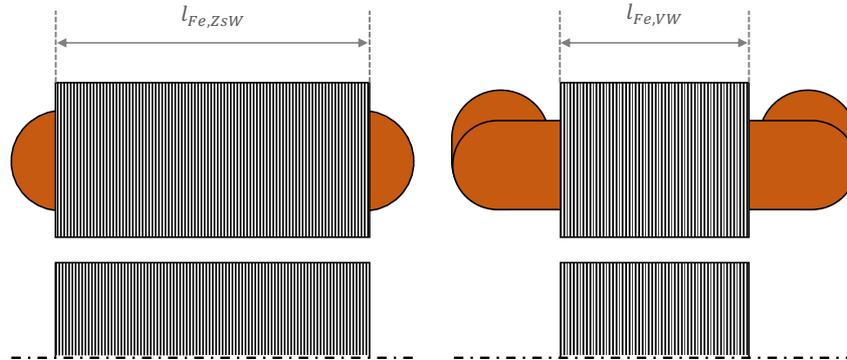
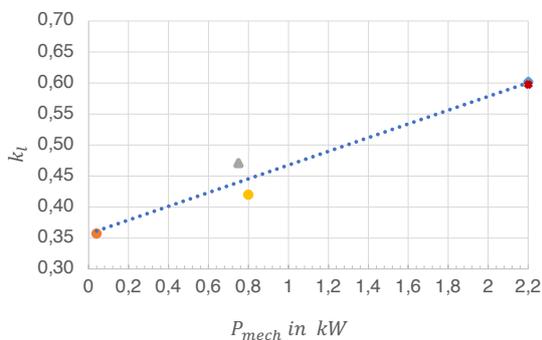


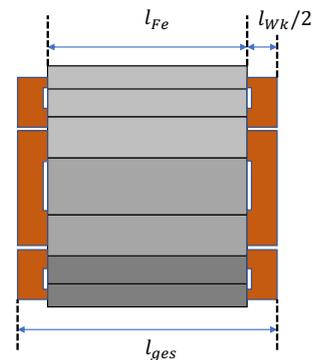
Abbildung 4.6: Schematischer Vergleich der Aktivteillänge einer Zahnspulenwicklung  $l_{Fe,ZsW}$  zur verteilten Wicklung  $l_{Fe,VW}$

sind in der Abbildung 4.7 a) zusammengefasst. Hierbei wurde der Faktor  $k_l$  definiert, welcher das Verhältnis zwischen der Aktivteillänge  $l_{Fe}$  der Maschine und der Gesamtlänge  $l_{ges}$  beschreibt. Die Gesamtlänge setzt sich zusammen aus der Aktivteillänge und der axialen Wickelkopflänge  $l_{Wk}$ . Zur besseren Verdeutlichung der Längen dient Abbildung 4.7 b).

$$k_l = \frac{l_{Fe}}{l_{Wk} + l_{Fe}} = \frac{l_{Fe}}{l_{ges}} \quad (4.4)$$



(a)



(b)

Abbildung 4.7: a) Vergleich Aktivteillänge zur Gesamtlänge unterschiedlicher Asynchronmaschinen mit verteilten Wicklungen b) Definition der Längenangaben

Beispielhaft sei hier auf zwei Maschinen zur Ermittlung der Abbildung 4.7 a) näher eingegangen, so wurde eine zweipolige und achtpolige Asynchronmaschine mit einer mechanischen Leistungsabgabe von 2,2 kW im Bezug auf ihre mechanischen Längen vermessen. Die Aktivteillänge der zweipoligen Maschine beträgt 101 mm und die der achtpoligen Maschine 118 mm. Die axiale Wickelkopflänge beträgt bei der zweipoligen Maschine 68 mm und bei der untersuchten achtpoligen Maschine 78 mm. Trotz der unterschiedlich großen Innendurchmesser der Statoren 70 mm der zweipoligen und 149 mm der achtpoligen Maschine und der unterschiedlichen radialen Wickelkopflängen unterscheidet sich der Faktor  $k_l$  nur gering zueinander.

### 4.3 Wicklungsentwurf

Wie in [43] im Detail dargestellt, ist der Wicklungsfaktor proportional im mechanischen Ausnutzungsfaktor zu finden. Somit ist auch die abgegebene Wirkleistung der Asynchronmaschine proportional vom Wicklungsfaktor abhängig, siehe Gleichung 4.5.

$$P_{mech} \sim C_{mech} \sim k_w \quad (4.5)$$

Bei der üblichen Auslegung der spannungshaltenden Wicklung wird ein möglichst hoher Wicklungsfaktor angestrebt. Zieht man die längere Aktivteillänge in den Vergleich dazu, welche ebenfalls proportional in die mechanische Wirkleistung eingeht, kann auch ein geringerer Wicklungsfaktor für eine sinnvolle Wicklungsdimensionierung herangezogen werden. Mit den Werten aus der Abbildung 4.7 a) kann für den Faktor  $k_l$  die folgende empirische Geradengleichung definiert werden:

$$k_l = 1/9 \cdot P_{mech}/kW + 9/25 \quad (4.6)$$

Mithilfe des Quotienten aus der axialen Wickelkopflänge und der Gesamtlänge einer zahnspulenbewickelten Asynchronmaschine kann ein Faktor  $k_{Fe}$  wie folgt definiert werden. Ausgehend von einer fest vorgegebenen Gesamtlänge, beschreibt dieser Faktor leistungsabhängig das Verhältnis der Aktivteillänge einer Asynchronmaschine mit einer Zahnspulenwicklung zu einer Maschine mit einem verteilten Wicklungsaufbau. Dies ist nochmals in der folgenden Gleichung zusammengefasst:

$$k_{Fe} = \frac{l_{Fe,ZsW}}{l_{Fe,VW}} = \frac{(1 - \frac{l_{Wk}}{l_{ges}}) \cdot l_{ges}}{k_l \cdot l_{ges}} = \frac{1 - \frac{l_{Wk}}{l_{ges}}}{1/9 \cdot P_{mech}/kW + 9/25} \quad (4.7)$$

#### 4. Allgemeine Auslegung einer Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

Ausgehend von der mechanischen Leistung einer klassisch ausgelegten Asynchronmaschine, kann nun unter Vorgab des Bohrungsdurchmessers mit der Gleichung 4.2 die Aktivteillänge einer verteilten Wicklung  $l_{Fe, VW}$  berechnet werden. Zieht man nun den Faktor  $k_{Fe}$  zur Berechnung hinzu, so lässt sich die Aktivteillänge einer Asynchronmaschine mit einer Zahnspulenwicklung  $l_{Fe, ZsW}$  mittels der Gleichung 4.7 abschätzend bestimmen.

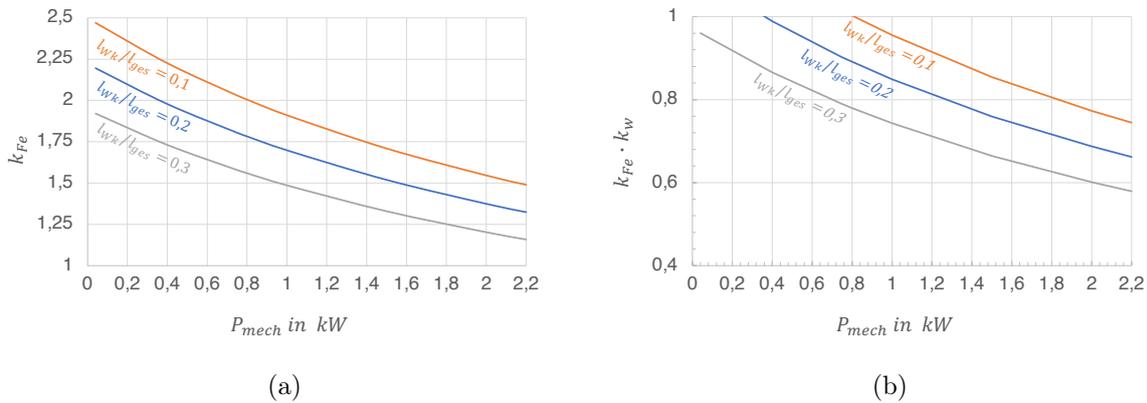


Abbildung 4.8: a) Faktor  $k_{Fe}$  bis zu einer mechanischen Leistung von 2,2 kW b) Beispiel einer dreiphasigen Zahnspulenwicklung mit  $k_w = 0,5$  und dem Produkt aus  $k_{Fe} \cdot k_w$  in Abhängigkeit des Verhältnisses  $\frac{l_{Wk}}{l_{ges}}$

In der Abbildung 4.8 a) ist der Faktor  $k_{Fe}$  über einen Leistungsbereich bis 2,2 kW in Abhängigkeit des Quotienten  $\frac{l_{Wk}}{l_{ges}}$  dargestellt. Mithilfe der Beispielwicklung aus Abbildung 2.14, welche einen Wicklungsfaktor von 0,5 besitzt, kann nun ein Vergleich durchgeführt werden. Hierbei wird der Wicklungsfaktor der Beispielwicklung mit dem leistungsabhängige Faktor  $k_{Fe}$  multipliziert und somit der Vorteil der größeren Aktivteillänge mit berücksichtigt. In der Abbildung 4.8 b) ist zu erkennen, dass die größere Aktivteillänge der Zahnspulenwicklung den kleineren Wicklungsfaktor bis zu einer gewissen Leistungsgrenze kompensieren kann. Somit ist für z.B.  $\frac{l_{Wk}}{l_{ges}} = 0,2$  bei sonst gleichen elektrischen und magnetischen Größen der Maschine zu erwarten, dass die Leistungsdichte bis zu einer mechanischen Leistung von ca. 1,3 kW größer bzw. vergleichbar ausfällt zu der einer Maschinenauslegung mit einem verteilten Wicklungsaufbau. Neben dem Wicklungsfaktor spielt auch, wie im Kapitel 2.6 erwähnt, die Oberwellenstreuung eine wichtige Rolle bei der Wicklungsauslegung. Je kleiner diese bei einer Asynchronmaschine ausfällt, je größer ist das Maximalmoment der Maschine und desto kleiner fällt die Drehmomentwelligkeit dieser aus, wie es in [12] zu erkennen ist. Will man nun eine Zahnspulenwicklung auslegen, so gilt es zuerst den Blick auf die Wicklungsfaktoren und die Oberwellen-

streuung des gewählten Wicklungsaufbaus zu richten. Wie hier beschrieben, kann der Wicklungsfaktor einer Zahnspulenwicklung auch geringer ausfallen, als bei einer klassischen Wicklungsauslegung ohne die Leistungsdichte zu verringern. Die Berechnung des Wicklungsfaktors und der Oberwellenstreuung kann mithilfe des in der Abbildung 4.9 dargestellten Ablaufs erfolgen.

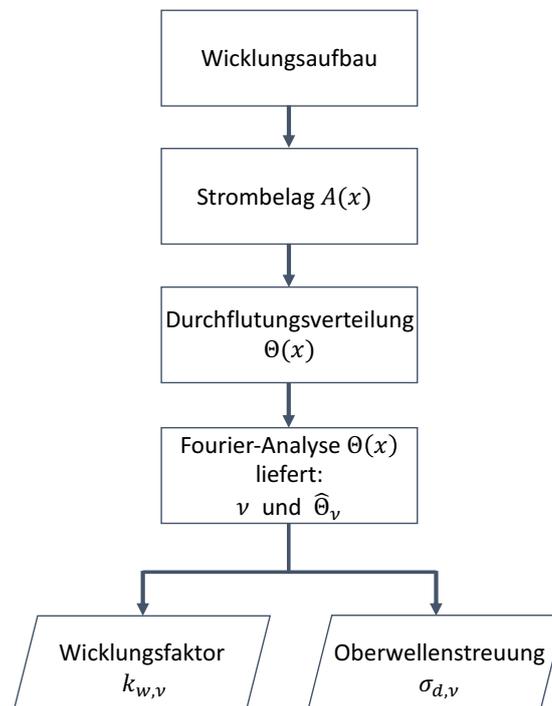


Abbildung 4.9: Vorgehensweise zur Berechnung der Wicklungsfaktoren sowie der jeweiligen Oberwellenstreuung einer Zahnspulenwicklung, siehe Tab. 4.1 bis 4.7

Mithilfe der unter Kapitel 2.4 und 2.7 dargestellten Zusammenhänge wird eine Phasenzahl, eine Nutzahl sowie die gewünschte Polpaarzahl definiert. Unter Einbezug der im Kapitel 2.3 beschriebenen Berechnungsmöglichkeit, kann zunächst der resultierende Strombelag  $A(x)$  des Neuentwurfs bestimmt werden und danach die resultierende Durchflutungsverteilung  $\Theta(x)$  des Wicklungsaufbaus berechnet werden. Betrachtet man die Durchflutungsverteilung mittels einer Fourier-Analyse wie in 3.1 beschrieben näher, erhält man die resultierenden Ordnungszahlen sowie die normierten Amplituden der resultierenden Durchflutungsanteile. Mit diesen Ergebnissen kann nun der jeweilige Wicklungsfaktor und die Oberwellenstreuung mithilfe der Informationen aus Kapitel 2.4 und

3 berechnet werden. Eine Zusammenfassung für verschiedene Phasenzahlen sind in den folgenden Tabellen 4.1 bis 4.7 wiedergegeben. Abhängig von der Polpaarzahl sowie der gewählten Nutzahl ist der Wicklungsfaktor sowie die Oberwellenstreuung in diesen Tabellen zu finden ( $k_w; \sigma_d$ ). Wie zu erwarten, sinkt die Oberwellenstreuung mit Erhöhung der Phasenzahl, so liegt die Oberwellenstreuung einer zweipoligen dreiphasigen Zahnspulenwicklung bei 46,6% (Tabelle 4.1) und die einer zweipoligen fünfphasigen Zahnspulenwicklung bei geringeren 14,2% (Tabelle 4.3). Der Vorteil der sinkenden Oberwellenstreuung wird jedoch mit dem Nachteil eines sinkenden Wicklungsfaktors erkaufte. Betrachtet man noch einmal die zweipoligen dreiphasigen Zahnspulenwicklung, so beträgt der Wicklungsfaktor dieser Anordnung 0,866 und der Wicklungsfaktor der zweipoligen fünfphasigen Zahnspulenwicklung 0,588. Dieser Zusammenhang ist auch bei weiteren Vergleichen der Tabellen 4.1 bis 4.7 zu erkennen. Jedoch, wie bereits angesprochen, lässt sich ein geringerer Wicklungsfaktor durch den Vorteil der steigenden Aktivteillänge der Zahnspulenwicklung durchaus kompensieren. Daher wurden in diesen Tabellen auch Wicklungsauslegungen mit einem geringeren Wicklungsfaktor zur näheren Betrachtung herangezogen. Es sind hierbei alle Wicklungsentwürfe berücksichtigt, die  $k_w > 0,1$  liefern. Bei mehreren Möglichkeiten der Wicklungsrealisierung, ausgehend von der gleichen Polpaarzahl, wurde das Ergebnis des Wicklungsaufbaus aufgelistet, welcher den größeren Wicklungsfaktor aufweist.

#### 4. Allgemeine Auslegung einer Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

2p	N	3	6	9	12	15	18	21	24
2		0,866; 0,466	0,5; 0,096						
4		0,866; 4,847	0,866; 0,466	0,140; 23,88	0,5; 0,096				
6			0,866; 0,466				0,5; 0,096		
8		0,866; 22,39	0,866; 4,847	0,945; 1,178	0,866; 0,466	0,111; 55,78	0,140; 23,88		0,5; 0,096
10		0,866; 35,54	0,5; 24,41	0,945; 2,405	0,933; 0,965	0,866; 0,466	0,344; 5,422		
12			0,866; 4,847				0,866; 0,466		
14		0,866; 70,62	0,5; 52,72	0,140; 303,8	0,933; 2,852	0,951; 1,369	0,793; 1,368	0,866; 0,466	
16		0,866; 92,55	0,866; 22,39		0,866; 4,847	0,951; 2,095	0,945; 1,178	0,182; 42,12	0,866; 0,466
18									
20		0,866; 145,2	0,866; 35,54		0,5; 24,41	0,866; 4,847	0,945; 2,405	0,953; 1,456	0,933; 0,965
22		0,866; 175,9	0,5; 131,70	0,140; 751,6		0,111; 428,4	0,793; 4,848	0,953; 1,972	0,950; 1,292
24					0,344; 42,38				
26		0,866; 246,0	0,5; 184,3	0,945; 22,01			0,140; 303,8	0,182; 112,9	0,950; 2,202
28		0,866; 285,5	0,866; 70,62	0,945; 25,67	0,5; 52,72			0,866; 4,847	0,933; 2,852
30			0,866; 35,54						
32		0,866; 373,2	0,866; 92,55	0,140; 1591	0,866; 22,39				0,866; 4,847
34		0,866; 421,4	0,5; 315,9		0,933; 21,72				0,163; 185,0

Tabelle 4.1: Ausführbare dreiphasige Zahnspulenwicklung, in Abhängigkeit von der Nut- und Polzahl und der dazugehörige Wicklungsfaktor sowie die Oberwellenstreuung

#### 4. Allgemeine Auslegung einer Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

<b>2p</b>	<i>N</i>	8	16	24
<b>2</b>		0,383; 0,053		
<b>4</b>			0,383; 0,053	
<b>6</b>		0,924; 0,624	0,309; 2,635	0,383; 0,053
<b>8</b>				
<b>10</b>		0,924; 3,511	0,691; 1,013	
<b>12</b>			0,924; 0,624	
<b>14</b>		0,383; 50,59	0,962; 1,035	0,401; 4,194
<b>16</b>				
<b>18</b>		0,383; 84,28	0,962; 2,365	0,924; 0,624
<b>20</b>			0,924; 3,511	
<b>22</b>		0,924; 20,83	0,691; 8,742	0,969; 1,198
<b>24</b>				
<b>26</b>		0,924; 29,49	0,309; 67,26	0,969; 2,070
<b>28</b>			0,383; 50,59	
<b>30</b>		0,383; 235,9		0,924; 3,511
<b>32</b>				
<b>34</b>		0,383; 303,3		0,401; 29,64

Tabelle 4.2: Ausführbare vierphasige Zahnspulenwicklungen, in Abhängigkeit von der Nut- und Polzahl und der dazugehörige Wicklungsfaktor sowie die Oberwellenstreuung

<b>2p</b>	<i>N</i>	5	10	15	20	25
<b>2</b>		0,588; 0,142	0,309; 0,033			
<b>4</b>		0,951; 0,744	0,588; 0,142		0,309; 0,033	
<b>6</b>		0,951; 2,925	0,809; 0,355	0,588; 0,142	0,206; 4,213	
<b>8</b>		0,588; 17,28	0,951; 0,744		0,588; 0,142	
<b>10</b>						0,588; 0,142
<b>12</b>		0,588; 40,12	0,951; 2,925	0,951; 0,744	0,809; 0,355	0,152; 23,52
<b>14</b>		0,951; 20,37	0,809; 6,379	0,980; 1,231	0,794; 0,913	
<b>16</b>		0,951; 26,91	0,588; 17,28	0,980; 1,914	0,951; 0,744	
<b>18</b>		0,588; 91,52	0,309; 82,70	0,951; 2,925	0,976; 1,092	0,344; 9,771
<b>20</b>						0,951; 0,744
<b>22</b>		0,588; 137,2	0,309; 124,0	0,300; 58,03	0,976; 2,125	0,848; 1,644
<b>24</b>		0,951; 61,79	0,588; 40,12	0,588; 17,28	0,951; 2,925	0,982; 1,345
<b>26</b>		0,951; 72,69	0,809; 24,45		0,794; 5,598	0,982; 1,752
<b>28</b>		0,588; 222,9	0,951; 20,37		0,809; 6,379	0,848; 3,283
<b>30</b>						0,951; 2,925
<b>32</b>		0,588; 291,4	0,951; 26,91		0,588; 17,28	
<b>34</b>		0,951; 125,0	0,809; 42,52		0,206; 166,4	

Tabelle 4.3: Ausführbare fünfphasige Zahnspulenwicklungen, in Abhängigkeit von der Nut- und Polzahl und der dazugehörige Wicklungsfaktor sowie die Oberwellenstreuung

#### 4. Allgemeine Auslegung einer Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

<b>2p</b>	<i>N</i>	12	24	36
<b>2</b>		0,259; 0,023		
<b>4</b>			0,259; 0,023	
<b>6</b>				0,259; 0,023
<b>8</b>				
<b>10</b>		0,966; 0,834	0,371; 2,113	
<b>12</b>				
<b>14</b>		0,966; 2,594	0,629; 1,115	
<b>16</b>				
<b>18</b>				
<b>20</b>			0,966; 0,834	
<b>22</b>		0,259; 122,8	0,983; 1,139	0,460; 3,342
<b>24</b>				
<b>26</b>		0,259; 171,9	0,983; 1,987	0,690; 1,690
<b>28</b>			0,966; 2,594	
<b>30</b>				0,966; 0,834
<b>32</b>				
<b>34</b>		0,966; 20,20	0,629; 11,48	0,986; 1,252

Tabelle 4.4: Ausführbare sechsphasige Zahnspulenwicklungen, in Abhängigkeit von der Nut- und Polzahl und der dazugehörige Wicklungsfaktor sowie die Oberwellenstreuung

<b>2p</b>	<i>N</i>	7	14	21	28	35
<b>2</b>		0,433; 0,070	0,223; 0,017			
<b>4</b>		0,782; 0,317	0,433; 0,070		0,223; 0,017	
<b>6</b>		0,975; 0,905	0,623; 0,165	0,433; 0,070	0,109; 8,478	0,108; 23,87
<b>8</b>		0,975; 2,386	0,782; 0,317		0,433; 0,070	
<b>10</b>		0,782; 7,231	0,901; 0,547			0,433; 0,070
<b>12</b>		0,433; 37,51	0,975; 0,905	0,782; 0,317	0,623; 0,165	0,152; 23,52
<b>14</b>						
<b>16</b>		0,433; 67,46	0,975; 2,386	0,765; 1,439	0,782; 0,317	0,157; 19,68
<b>18</b>		0,782; 25,67	0,901; 4,013	0,975; 0,905		0,130; 37,11
<b>20</b>		0,975; 20,16	0,782; 7,231	0,990; 1,275	0,901; 0,547	0,782; 0,317
<b>22</b>		0,975; 24,61	0,623; 14,66	0,990; 1,753	0,891; 0,910	
<b>24</b>		0,782; 46,41	0,433; 37,51	0,975; 2,386	0,975; 0,905	0,232; 20,46
<b>26</b>		0,433; 179,8	0,223; 170,8	0,765; 5,439	0,987; 1,170	0,422; 6,615
<b>28</b>						
<b>30</b>		0,433; 239,7	0,223; 227,8	0,782; 7,231	0,987; 1,889	0,975; 0,905
<b>32</b>		0,782; 83,28	0,433; 67,46		0,975; 2,386	0,921; 1,418
<b>34</b>		0,975; 60,16	0,623; 36,39		0,891; 3,563	

Tabelle 4.5: Ausführbare siebenphasige Zahnspulenwicklungen, in Abhängigkeit von der Nut- und Polzahl und der dazugehörige Wicklungsfaktor sowie die Oberwellenstreuung

#### 4. Allgemeine Auslegung einer Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

<b>2p</b>	<i>N</i>	16	32	48
<b>2</b>		0,195; 0,013		
<b>4</b>			0,195; 0,013	
<b>6</b>		0,556; 0,123		0,195; 0,013
<b>8</b>				
<b>10</b>		0,831; 0,392	0,222; 3,865	
<b>12</b>			0,556; 0,123	
<b>14</b>		0,981; 0,959	0,402; 1,909	
<b>16</b>				
<b>18</b>		0,981; 2,239	0,598; 1,181	0,556; 0,123
<b>20</b>			0,831; 0,392	
<b>22</b>		0,831; 5,737	0,778; 0,922	0,162; 18,53
<b>24</b>				
<b>26</b>		0,556; 20,09	0,916; 0,935	0,316; 6,209
<b>28</b>			0,981; 0,959	
<b>30</b>		0,195; 226,9	0,990; 1,201	0,831; 0,392
<b>32</b>				
<b>34</b>		0,195; 291,7	0,990; 1,827	0,663; 1,803

Tabelle 4.6: Ausführbare achtphasige Zahnspulenwicklungen, in Abhängigkeit von der Nut- und Polzahl und der dazugehörige Wicklungsfaktor sowie die Oberwellenstreuung

<b>2p</b>	<i>N</i>	9	18	27	36	45
<b>2</b>		0,342; 0,041	0,174; 0,010			
<b>4</b>		0,643; 0,179	0,342; 0,041		0,174; 0,010	
<b>6</b>				0,342; 0,041		
<b>8</b>		0,985; 1,007	0,643; 0,179		0,342; 0,041	
<b>10</b>		0,985; 2,135	0,766; 0,295		0,115; 13,39	0,342; 0,041
<b>12</b>				0,643; 0,179		
<b>14</b>		0,643; 13,44	0,940; 0,685	0,271; 8,028	0,329; 2,438	
<b>16</b>		0,342; 65,65	0,985; 1,007	0,421; 3,881	0,643; 0,179	0,117; 22,50
<b>18</b>						
<b>20</b>		0,342; 103,1	0,985; 2,135	0,726; 1,560	0,766; 0,295	0,643; 0,179
<b>22</b>		0,643; 34,66	0,940; 3,161	0,853; 1,245	0,671; 1,041	0,148; 25,79
<b>24</b>				0,985; 1,007		
<b>26</b>		0,985; 20,19	0,766; 7,754	0,994; 1,308	0,528; 3,599	
<b>28</b>		0,985; 23,58	0,643; 13,44	0,994; 1,676	0,940; 0,685	
<b>30</b>				0,985; 2,135		
<b>32</b>		0,643; 74,38	0,342; 65,65	0,853; 3,749	0,985; 1,007	0,314; 11,57
<b>34</b>		0,342; 300,0	0,174; 290,9	0,726; 6,400	0,992; 1,223	0,465; 5,475

Tabelle 4.7: Ausführbare neunphasige Zahnspulenwicklungen, in Abhängigkeit von der Nut- und Polzahl und der dazugehörige Wicklungsfaktor sowie die Oberwellenstreuung

### 4.3.1 Stator

Beruhend auf einem klassischen dreiphasigen Statorwicklungsaufbau, kann mithilfe der Tabelle 4.1 eine erste Abschätzung einer sinnvollen Wicklungsauslegungen erfolgen. Betrachtet man den Zahnspulenaufbau mit einer Lochzahl von  $q = 1$ , welcher bei einer Nutzahl von  $N = 6$  und einer Polzahl von  $2p = 2$  das erste Mal auftaucht, so stellt dieser Wicklungsaufbau eine sinnvolle Möglichkeit zur Realisierung dar. Der Wicklungsfaktor der Grundharmonischen liegt bei  $k_{w,p} = 0,5$ . Dieser zunächst gering wirkender Wert kann durch die längere Aktivteillänge, wie in der Abbildung 4.8 b) zu erkennen, eine größere bis hin zu vergleichbaren Leistungsdichten erreichen, bezogen auf eine klassische verteilte Wicklungsauslegung. Je kleiner die Wickelkopflänge  $l_{Wk}$  ausfällt, umso größer wird der Faktor  $k_{Fe}$ . Hierdurch verschiebt sich die Kennlinie aus Abbildung 4.8 b) hin zu größeren Leistungen. Die Oberwellenstreuung erreicht mit  $\sigma_d = 0,096$  den geringst möglichen Wert, der in der Tabelle 4.1 betrachteten dreiphasigen Wicklungsauslegungen. Aus Sicht der Asynchronmaschine lässt dies auf eine geringe Drehmomentwelligkeit und ein höheres Maximalmoment bzw. Kippmoment im Vergleich zu den anderen Wicklungsauslegungen schließen.

Ein weiterer zunächst als geeignet wirkender Wicklungsentwurf, lässt sich mit der Lochzahl  $q = 1/2$  ausfindig machen. Dieser Wicklungsaufbau bringt einen hohen Wicklungsfaktor von  $k_w = 0,866$  mit sich. Durch diesen höheren Wicklungsfaktor fällt auch das Produkt aus dem Faktor  $k_{Fe}$  (20% Anteil der Wickelkopflänge zur Gesamtlänge) und dem Wicklungsfaktor  $k_w$  größer aus als im Vergleich zum Wicklungsaufbau mit  $q = 1$ , siehe hierzu Abbildung 4.10 a).

Hierdurch lässt sich zunächst eine höhere Leistungsdichte über einen größeren Leistungsbereich vermuten, jedoch darf hier die deutlich größere Oberwellenstreuung nicht vernachlässigt werden. Nach Gleichung 2.43 ist hier ein deutlich geringeres Maximalmoment der Maschine zu erwarten sowie eine höhere Drehmomentwelligkeit, im Vergleich zur Wicklungsauslegung mit  $q = 1$ . Ausgehend von der Maschinenbetrachtung wie sie im Kapitel 3.5.1 dargestellt ist, kann ein Vergleich mithilfe des Ersatzschaltbildes Abbildung 3.20 vorgenommen werden. Für eine Beispielauslegung wurde die Streureaktanz des Stators einmal mit einer Oberwellenstreuung von  $\sigma_d = 0,096$  ( $q = 1$ ) und  $\sigma_d = 0,466$  ( $q = 1/2$ ) berechnet. Die Ergebnisse hierzu sind in der Abbildung 4.10 b) über die jeweilige Drehmoment-Drehzahlkennlinie aufgetragen. Wie erwartet, fällt das Maximalmoment bzw. Kippmoment des Aufbaus mit der Lochzahl  $q = 1/2$  deutlich kleiner aus. Als Bezugsmoment  $M_K$  wurde in der Abbildung 4.10 b) das berechnete Kippmoment der Anordnung mit der Lochzahl  $q = 1$  gewählt.

#### 4. Allgemeine Auslegung einer Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

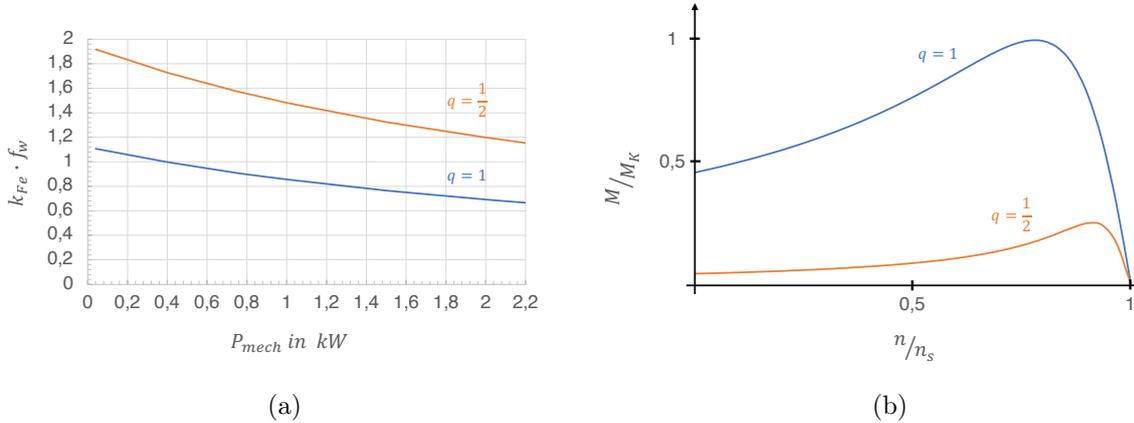


Abbildung 4.10: a) Vergleich dreiphasiger Wicklungsentwurf  $q = 1/2$  zu  $q = 1$  und der dabei resultierende Wert  $k_{Fe} \cdot k_w$  b) Drehmoment-Drehzahlkennlinie bei  $q = 1/2$  und  $q = 1$  für die Grundharmonische

### 4.3.2 Rotor

Betrachtet man als Ausgangspunkt die Auslegung einer Schleifringläufermaschine, so wird dort die Statorwicklung sowie die Rotorwicklung dreiphasig konzipiert und aufgebaut. Die Lochzahlen des Stators, als auch die des Rotors, werden unterschiedlich gewählt. In den gängigen Literaturquellen [46],[33] wird hierbei

$$q_2 = q_1 \pm 1 \quad (4.8)$$

empfohlen. Dies hat zum einen den Grund, dass die Anzahl der Statornuten sich von der Anzahl an Rotornuten unterscheiden müssen, damit es zu keinem gegenseitigen Festhalten beim Anfahrvorgang der Maschine kommt.

$$N_1 \neq N_2 \quad (4.9)$$

Zum anderen unterscheiden sich dadurch die Nutharmonischen des Stators zu den Nutharmonischen des Rotors, was einen positiven Einfluss auf die störenden asynchronen Oberwellenmomente ausübt. Ausgehend von diesen Grundüberlegungen, wird die Zahnspulenwicklung des Stators und die Zahnspulenwicklung des Rotors der Asynchronmaschine näher betrachtet. Die Phasenzahl des Rotors muss hierbei nicht der Phasenzahl des Stators entsprechen. Die Sehnung der Spule steht bei einer Zahnspulenwicklung nicht mehr zur Verfügung. Daher bietet die Phasenzahl des Rotors einen zusätzlichen Freiheitsgrad bei der Bekämpfung der störenden Drehmomentanteile, welche durch die resultierenden

#### 4. Allgemeine Auslegung einer Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

---

und sich zeitlich ändernden harmonischen Flussdichteanteile der Wicklung erzeugt werden. Diese Aussage soll mit Hilfe der Abbildung 4.11 näher erläutert werden. Hierbei ist im oberen Bildbereich eine Zahnspulenwicklung mit 6 Nuten dargestellt ( $m = 3, q = 1$ ).

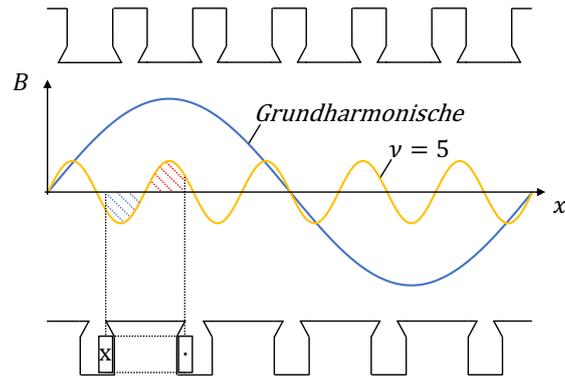


Abbildung 4.11: Verdeutlichung zur Bekämpfung der durch die Harmonischen hervorgerufenen störenden Drehmomente mithilfe der Phasenanzahl im Rotor

Wird dieser Wicklungsaufbau von einem symmetrischen dreiphasigen Strom durchflossen, so ergeben sich die in Abbildung 3.2 dargestellten Ordnungszahlen der resultierenden Durchflutungsverteilung. Jede resultierende Feldwelle der magnetischen Flussdichte kann in die Rotorwicklung eine Spannung induzieren, welche wiederum einen Strom in der Wicklung treiben kann. In der Mitte der Abbildung 4.11 ist die Grundharmonische und die Ordnungszahl  $\nu = 5$  der magnetischen Flussdichte über zwei Pole dargestellt, welche von der Statorwicklung erzeugt wird. Der Rotoraufbau, im unteren Bereich der Abbildung 4.11 zu erkennen, ist mit einer zweischichtigen Zahnspulenwicklung mit 5 Nuten realisiert ( $m = 5, q = 1/2$ ). Aufgrund des 5-phasigen Rotoraufbaus entspricht nun die Rotorspulenweite genau einer Periode der Flussdichteverteilung mit der Ordnungszahl  $\nu = 5$ . Der verkettete magnetische Fluss der Rotorspule und der Flussdichteverteilung mit der Ordnungszahl  $\nu = 5$  ist somit gleich Null. Die sich zeitlich rotierende fünfte harmonische Flussdichteverteilung kann somit keinen Strom im Rotor treiben und hierdurch auch kein störendes asynchrones Drehmoment ausüben. Die gleichen Überlegungen haben auch für einen 7-phasigen Rotoraufbau ihre Gültigkeit und können somit den negativen Einfluss der Ordnungszahl  $\nu = 7$ , welche im Anfahrbereich der Maschine ihre Wirkung auf das resultierende Drehmoment ausüben kann, reduzieren. Ausgehend von einem dreiphasigen Statoraufbau mit Zahnspulen ( $q = 1$ ), können somit die stärks-

## 4. Allgemeine Auslegung einer Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

ten Oberwellen mit der Ordnungszahl 5 sowie 7 in ihrem Einfluss auf das Drehmoment mit einem 5- bzw. 7-phasigem Rotoraufbau eliminieren werden. Diese Überlegungen sind angepasst auch für andere Wicklungsaufbauten, Phasenkombinationen und unabhängig von der gewählten elektrischen Rotorschaltung gültig.

Weiterhin gilt es auch beim Wicklungsaufbau im Rotor eine Zahnspulenwicklung mit einem möglichst großem Wicklungsfaktor sowie mit einem möglichst kleinem Oberwellenlänge zu wählen. Auch hier kann ein kleiner Wicklungsfaktor, aufgrund der längeren Aktivteillänge, zu einer sinnvollen Auslegung der Maschine führen.

### 4.3.3 Mechanischer Aufbau der Rotorwicklung

Die Schaltung der Rotorwicklung, ohne externen elektrischen Zugang, kann grundsätzlich über zwei Möglichkeiten realisiert werden. Zum einen können die Zahnspulen zu einem  $m$ -phasigen Sternpunkt geschaltet werden. Ausgehend vom Rotorstrom hat dies den Vorteil, dass einige statorseitige harmonische Flussdichteanteile keinen Einfluss mehr in der Rotorwicklung ausüben können, verkompliziert jedoch den mechanischen Rotoraufbau. Einen einfachen Aufbau des Rotors bietet der Kurzschluss einer jeden Zahnspulenwicklung im Rotor. Der Vorteil einer einfachen mechanischen und elektrischen Realisierung wird mit dem Einfluss einer jeden Statorharmonischen erkaufte. In der kurzgeschlossene Zahnspule kann grundsätzlich jede resultierende Harmonische der magnetischen Flussdichte einen Strom im Rotor treiben und somit ein störendes Drehmoment erzeugen. In der Abb. 4.12 sind die beiden Schaltungsmöglichkeiten mithilfe eines 7-phasigen Wicklungsaufbaus schematisch dargestellt ( $m = 7, q = 1/4$ ).

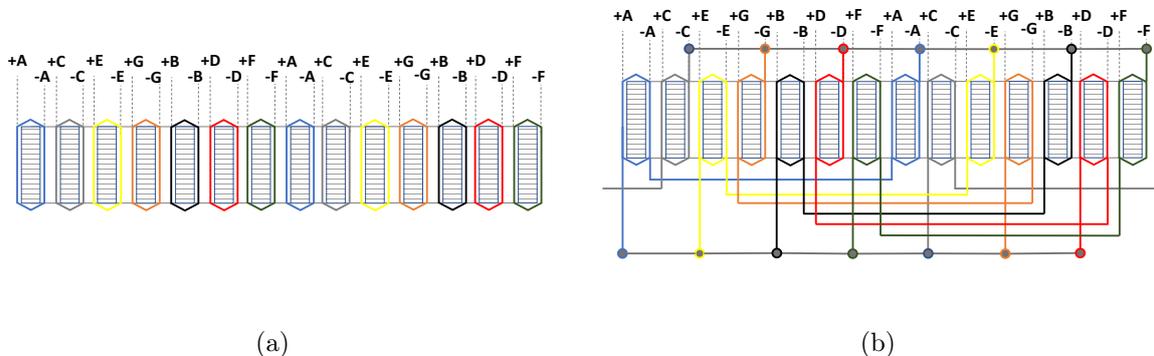


Abbildung 4.12: Beispiel einer 7-phasigen Rotorschaltung ( $m = 7, q = 1/4$ ) a) Aufbau als kurzgeschlossene Zahnspule b) Aufbau als geschaltete Zahnspule

Eine weitere Möglichkeit stellt die Zugangsmöglichkeit mittels Schleifringen zum mehr-

phasigen Rotorkreis dar. Auch bei diesem Aufbau nimmt die mechanische Komplexität zu. Jedoch bringt dies auch den Vorteil eines galvanischen Zugangs zur Rotorseite mit sich. Hierdurch wird eine Variationsmöglichkeit der Spannung, des Stroms und der Frequenz ermöglicht, wie es von einer doppelt gespeisten dreiphasigen Maschine bekannt ist.

### 4.3.4 Anfahrverhalten

Bei den in diesem Abschnitt beginnenden und in den weiteren Teilen der Arbeit fortgesetzten Betrachtung des Drehmoment-Drehzahlverhaltens, des neuartigen Maschinenaufbaus, spielt der Betrieb am Netz mit einer festen Spannung und Frequenz eine übergeordnete Rolle. Der Betrieb mittels eines Umrichters wurde bewusst auf weiterführende Arbeiten ausgelagert und somit der Blick und Vergleich des neuen Maschinenaufbaus auf die historisch gewachsenen klassischen Maschinenkriterien gelegt.

Will man das Anfahrverhalten bzw. die Anfahrfähigkeit einer zahnspulenbewickelten Asynchronmaschine beurteilen, so spielen die durch den Wicklungsaufbau erzeugten resultierenden harmonischen Durchflutungsanteile und die hieraus resultierenden Flussdichteanteile eine wichtige Rolle. Jede resultierende Oberwelle der Flussdichte induziert eine Spannung in die Rotorwicklung, diese wiederum treibt Ströme im Rotor, die dabei entstehenden Oberwellenmomente können so stark ausgeprägt sein, dass ein eigenständiges Anfahren der Maschine nicht mehr möglich ist. Eine erste Abschätzung zur Beurteilung des Anfahrverhaltens kann mithilfe des Stroms und der daraus resultierenden Durchflutungsverteilung der Statorwicklung und der Rotorwicklung erfolgen. Hierzu wird zunächst die normierte Durchflutungsverteilung berechnet, diese kann wie in Kapitel 3.1 dargestellt durchgeführt werden. Mithilfe der Durchflutungsverteilung und der Fourier Analyse von dieser können die auftretenden Harmonischen bestimmt werden.

Ausgehend von einem kurzgeschlossenen Zahnspulenaufbau im Rotor, muss jede auftretende Harmonische der Statorwicklung bzw. ihre Ordnungszahl näher betrachtet werden. Diese Problematik soll zunächst mithilfe einer beispielhaften Zahnspulenwicklung im Stator und eines Käfigläufers erläutert werden. In [71] wird ein zweischichtiger und zweipoliger Zahnspulenaufbau mit einer Phasenanzahl von  $m = 3$  und einer Lochzahl von  $q = 1$  realisiert und vermessen. Der Käfigläufer der Testmaschine mit 21 Nuten wurde hierbei nicht weiter an den Statoraufbau angepasst, somit kann grundsätzlich jede Harmonische des Stators ein störendes Drehmoment im Zusammenspiel mit dem Käfigläufer erzeugen. Ein Schnittbild der Testmaschine aus einer FEM-Analyse ist in der Abbildung 4.13 a) zu erkennen. Wie es aus der Fourier Analyse der Durchflutungsvertei-

#### 4. Allgemeine Auslegung einer Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

lung hervorgeht (Abbildung 3.2), spielen die am stärksten vorhandenen resultierenden Harmonischen mit der Ordnungszahl  $\nu = -5$  und  $\nu = 7$  eine wichtige Rolle beim Anfahrverhalten der Maschine. Wie in der Abbildung 4.13 b) zu erkennen, verhindern diese harmonischen Flussdichteanteile und ihr resultierendes asynchrones Drehmoment einen eigenständigen Anlauf der Testmaschine. Ersetzt man nun den Käfigläufer durch einen Rotor mit kurzgeschlossenen Zahnspulen, so kann zum Beispiel mittels der Phasenzahl des Rotors bereits der Einfluss einer der beiden störenden Ordnungszahlen  $\nu = -5$  oder  $\nu = 7$  eliminiert werden. Der Einfluss der Feldwellen mit den Ordnungszahlen  $-11, 13, -17, 19$ , usw. kann mithilfe eines geschrägten Rotoraufbaus (Schrägungswinkel  $k_{Schr,\nu}$ ) zusätzlich minimiert werden.

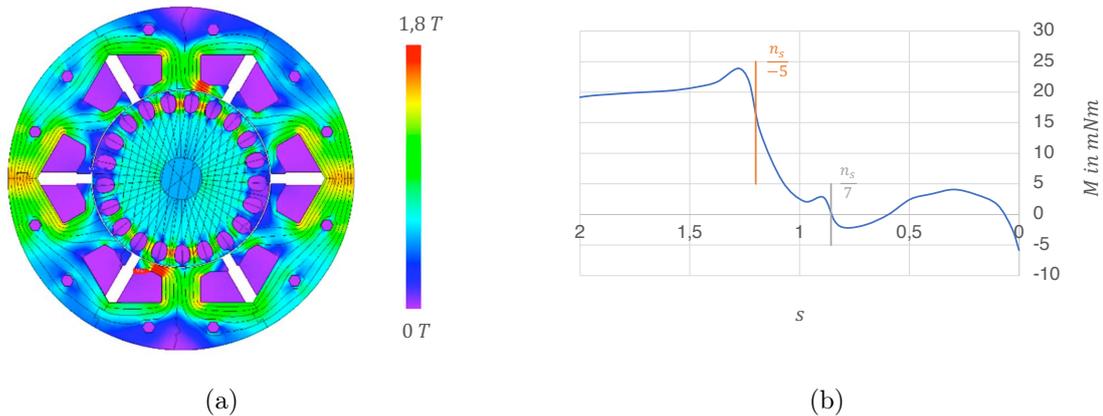


Abbildung 4.13: a) FEM Aufbau der Testmaschine aus [71] b) Gemessener Drehmomentverlauf der Testmaschine von  $-n_s$  bis  $n_s$

Eine weitere Betrachtungsmöglichkeit des Anfahrverhaltens liefert der geschaltete Zahnspulenaufbau im Rotor, hierbei wird der m-phasige Wicklungsaufbau in Stern zusammengeschaltet. Der folgende Beispielaufbau soll für die weiteren Erläuterungen herangezogen werden. Der Stator wird mit einer zweischichtigen und vierpoligen Zahnspulenwicklung aufgebaut ( $m = 3$  und  $q = 1$ ) und liefert, bezogen auf eine Urwicklung, für die resultierenden Harmonischen die Ordnungszahlen  $\nu = \dots, -17, -11, -5, 1, 7, 13, 19, \dots$ . Der Rotoraufbau wird ebenfalls mit einer zweischichtigen Zahnspulenwicklung aufgebaut ( $m = 5$  und  $q = 1$ ) und liefert die Ordnungszahlen  $\mu = \dots, -29, -19, -9, 1, 11, 21, \dots$ . Wie im Kapitel 3.4 angesprochen und in [57] im Detail erläutert, können resultierende Drehmomente nur bei gleichen Polzahlen zwischen Statorwelle und Rotorwelle auftreten. Für unser Beispiel bedeutet dies nun, dass die Grundharmonische mit der Ordnungszahl  $\nu = \mu = p = 1$  unsere Arbeitswelle über den zeitlichen Bereich widerspiegelt. Die

## 4. Allgemeine Auslegung einer Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

Harmonischen mit den Ordnungszahlen 11 und 19 sind mit unterschiedlichen Vorzeichen (Drehrichtungen) sowohl stator- und rotorseitig vorhandenen. Ausgehend von Kapitel 3.4.2 und der Gleichung 3.63 sind hierbei synchrone Drehmomente bei einer Drehzahl von  $n_s/ -5$  bzw.  $s = 1,2$  und  $n_s/10$  bzw.  $s = 0,9$  zu erwarten. Um diese Überlegungen nochmals zu überprüfen wurde eine Beispielmachine mittels FEM-Software ausgelegt und simuliert. Hierzu wurde die Rotorwicklung als geschalteter Zahnspulenaufbau und als kurzgeschlossene Zahnspule simuliert. Die geglätteten Ergebnisse einer transienten FEM-Simulation des geschalteten Aufbaus sind in der Abbildung 4.14 a) und die der kurzgeschlossenen Zahnspule in 4.14 b) zu erkennen. Beim geschalteten Zahnspulenaufbau sind die zu erwartenden synchronen Momente in der Simulation zu erkennen. Beim gleichen Beispielaufbau mit kurzgeschlossen Zahnspulen sind die bereits angesprochenen asynchronen Momente gut zu erkennen.

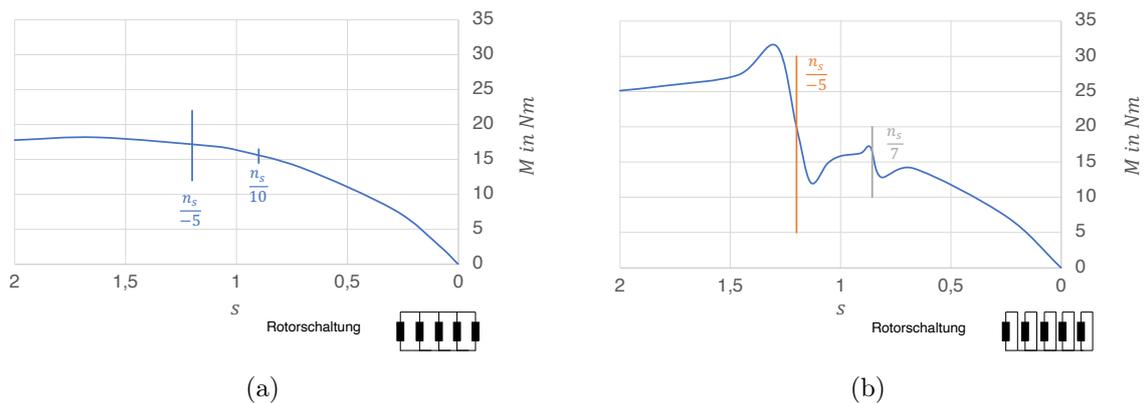


Abbildung 4.14: Geglätteter Drehmomentverlauf basierend auf einer transienten FEM-Simulation, Statoraufbau:  $m = 3$ ,  $q = 1$  und  $p = 2$ , Rotoraufbau  $m = 5$  und  $q = 1$  a) Rotorwicklung als geschalteter Zahnspulenaufbau b) Rotorwicklung als kurzgeschlossene Zahnspule

## 4.4 Allgemeines zur Kühlung

Betrachtet man allgemein die Verluste einer elektrischen Maschine, so können diese in elektrische (z.B. Kupfer- und Eisenverluste) und mechanische Verluste (z.B. Lagerreibung) unterteilt werden. Die Kupferverluste im Leiter sind hierbei von besonderer Bedeutung. Bei einer Leistungssteigerung muss bei einem gleichbleibenden Leitermaterial die Stromdichte erhöht werden, somit nehmen auch die Wärmeverluste im Leiter zu.

#### 4. Allgemeine Auslegung einer Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

---

Diese Wärmeverluste müssen an die Umgebung abgegeben werden. Wie gut dies geschehen kann hängt neben dem Kühlmedium auch vom Leiteraufbau ab. Mithilfe der flächenspezifischen Verluste bzw. Wärmestromdichte  $\dot{q}$ , welche die Wärmeleistung pro Flächeneinheit beschreibt, kann sich ein genereller Überblick über die Wärmeabgabe eines bestimmten Leiteraufbaus verschafft werden. In der Abbildung 4.15 sind hierzu einige übliche Leiteraufbauten und die dazugehörige Wärmestromdichte zu sehen. Beim verteilten Wicklungsaufbau einer Asynchronmaschine kommt in vielen Fällen eine indirekte Kühlung der in der Nut befindlichen Leiter zum Einsatz, siehe Abb. 4.15 Beispiel a).

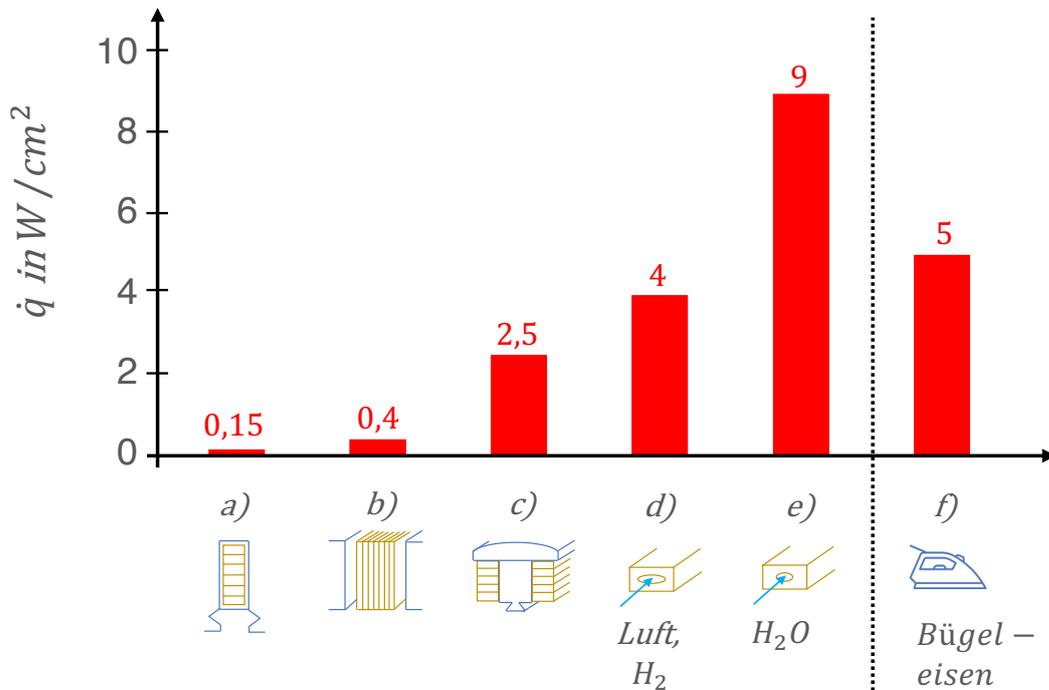


Abbildung 4.15: Wärmestromdichte in verschiedenen Leitertypen: a) indirekt gekühlte Nutenleiter, b) Oberflächen gekühlte Anordnung, c) belüftete Polspule, d) Kanalwand gekühlter Leiter mittels Luft bzw. Wasserstoffgas, e) Kanalwand gekühlter Leiter mittels demineralisiertem Wasser und f) Vergleichswert eines handelsüblichen Bügeleisens [6]

In den klassischen verteilten Wicklungsaufbauten überdecken die Wickelköpfe der einzelnen Spulen die Nutöffnungen und eine direkte Kühlung der in der Nut liegenden Leiter ist ohne zusätzliche Anpassungen nicht zu realisieren. Bei einer Zahnspulenwicklung ist

#### 4. Allgemeine Auslegung einer Asynchronmaschine mit Zahnspulenwicklung

---

die direkte Leiterkühlung in der Nut deutlich einfacher herzustellen, da die Wickelköpfe nur den jeweiligen Zahn bedecken. Dieser Vergleich wird noch einmal in der Abbildung 4.16 und 4.17 verdeutlicht. In der Abbildung 4.16 ist ein Quer- und Längsschnitt einer Asynchronmaschine mit verteilter Wicklung im Stator zu erkennen, welche nur indirekt gekühlt wird. Weiterhin werden die Nuten mit den darin befindlichen Leitern üblicherweise geschlossen aufgebaut. Hierdurch ist neben dem Problem der Wickelköpfe auch eine direkte Durchströmung mittels Luft nicht möglich. In der Abbildung 4.17 ist ein Quer- und Längsschnitt einer Asynchronmaschine mit einer Zahnspulenwicklung im Stator und Rotor zu erkennen, welche indirekt und direkt gekühlt wird. In diesem Wicklungsaufbau gibt es keine störenden Wickelköpfe und die Nut mit ihren zugänglichen Leitern kann deutlich effektiver mittels Luft durchströmt werden. Ordnet man die Zahnspulenwicklung dem Aufbau b) bzw. Aufbau c) aus Abbildung 4.15 zu, so kann die Wärmestromdichte im schlechtesten Fall fast verdreifacht werden und die Maschine kann die entstehende Verlustwärme deutlich besser an ihre Umgebung abgeben.

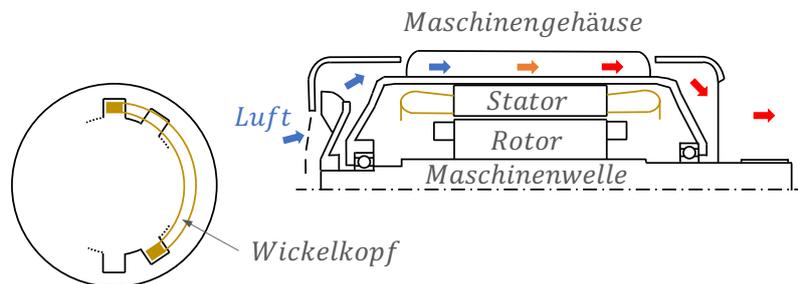


Abbildung 4.16: Quer- und Längsschnitt einer beispielhaften Asynchronmaschine mit verteiltem Wicklungsaufbau und indirekter Kühlung

Die Vorteile der Kühlung einer zahnspulenbewickelten Asynchronmaschine können auch mithilfe des Wärmeübergangs deutlich gemacht werden. Hierbei betrachtet man die Wärmeübertragung von einem Körper an die Umgebung bzw. an ein sich am Körper vorbei bewegendes Kühlmittel. Die Wärmeübertragung kann mittels der Gleichung

$$\dot{Q} = \alpha \cdot A \cdot (\vartheta_K - \vartheta_{KM}) = \alpha \cdot A \cdot \Delta\vartheta \quad (4.10)$$

näher beschrieben werden [19]. Hierbei steht  $\dot{Q}$  für den Wärmestrom bzw. die übertragene Wärmeleistung,  $\alpha$  symbolisiert den sogenannten Wärmeübergangskoeffizient,  $\vartheta_K$

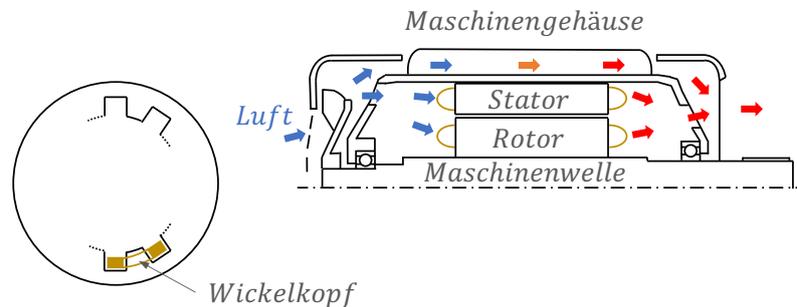


Abbildung 4.17: Quer- und Längsschnitt einer beispielhaften Asynchronmaschine mit einer Zahnspulenwicklung und direkter Kühlung der Nuten

steht für die Temperatur des Körpers,  $\vartheta_{KM}$  steht für die Temperatur des Kühlmittels und  $A$  steht hierbei für Grenzfläche, an der der Wärmestrom an das Kühlmittel übertragen wird. Hält man die Temperaturdifferenz  $\Delta\vartheta$  fest, was bei der Vorgabe einer maximalen Temperatur des Kühlmittels auch eine gleichbleibende maximale Temperatur des Körpers bzw. Maschine mit sich bringt, kann ein größer werdender Wärmestrom nur über eine größer werdende Fläche oder einem größer werdenden Wärmeübergangskoeffizient ausgeglichen werden. Wie in der Abbildungen 4.17 zu erkennen ist, vergrößert sich die Grenzfläche  $A$  durch die durchströmten Nuten des Stators und des Rotors der zahnspulenbewickelten Asynchronmaschine. Somit kann eine Vergrößerung der Stromdichte einer zahnspulenbewickelten Asynchronmaschine bezüglich der Kühlung problemloser vonstattengehen. Diese massiv verbesserten Kühleigenschaften gehen somit einher mit einer deutlichen Leistungssteigerung der Maschine.

## 4.5 Zusammenfassung

Generelles Ziel im vorangegangenen Kapitel ist es, unter der Erweiterung der bekannten analytischen Methoden des Maschinenentwurfs, einen hilfreichen Weg aufzuzeigen eine zahnspulenbewickelte Asynchronmaschine im Stator und Rotor auszulegen. Hierzu wird im ersten Abschnitt dieses Kapitels auf die klassische Maschinenauslegung Bezug genommen und diese zusammengefasst wiedergegeben.

Im folgenden Abschnitt wird auf die Aktivteillänge der zahnspulenbewickelten Maschine eingegangen und diese mit einem klassischen verteilten Wicklungsaufbau verglichen. Der Vorteil der größeren Aktivteillänge einer zahnspulenbewickelten Asynchronmaschine

wird herausgearbeitet.

Im anschließenden Abschnitt wird dieser Vorteil analytisch dargestellt und der Zusammenhang zum Wicklungsfaktor sowie der Oberwellenstreuung hergestellt. Zur besseren Orientierung einer möglichen Wicklungsauslegung werden Tabellen bezüglich der Oberwellenstreuung und dem Wicklungsfaktor von einem dreiphasigen bis hin zu einem neunphasigen Wicklungsaufbau erstellt. Unter der Berücksichtigung der durch die Harmonischen verursachten unerwünschten Drehmomente, werden im Abschnitt Stator und Rotor sinnvolle Auslegungsrichtlinien erarbeitet.

Anschließend werden zwei mögliche elektrische Schaltungen des Rotors auf ihre mechanischen und elektrischen Vor- und Nachteile hin näher diskutiert. Die Vorteile der jeweiligen Schaltungsart des Rotors werden im vorletzten Abschnitt mittels einiger Beispiele aufgegriffen und im Detail auf das hieraus resultierende Anfahrverhalten der Maschine untersucht und dargelegt.

Im letzten Abschnitt werden die Vorteile der zahnspulenbewickelten Asynchronmaschine bezüglich der Kühlung allgemein vorgestellt und erläutert.

## 5 Maschinenvergleich

Im Kapitel 4 wurde auf einige wichtige Auslegungskriterien einer zahnspulenbewickelten Asynchronmaschine im Stator und Rotor eingegangen. Es wurden viele Aspekte bewusst allgemein gehalten um einen Überblick der möglichen Vor- und Nachteile des jeweiligen Wicklungsaufbaus zu erhalten. In diesem Kapitel werden einige Wicklungsentwürfe, welche sich mit dem Wissen aus Kapitel 4 als vielversprechend erweisen, näher analysiert und die dazugehörigen Maschinenentwürfe mit ihren jeweiligen Ergebnissen dargestellt und diskutiert. Die Maschinenauslegung orientiert sich hierbei an der in [43] beschriebenen Auslegungsmethodik sowie den aus Kapitel 3 bekannten Ansätzen. Den Ausgangspunkt zur Wicklungsauswahl liefern hierzu die Tabellen 4.1 bis 4.7 aus dem Kapitel 4. Mithilfe der Oberwellenstreuung sowie des jeweiligen Wicklungsfaktors können sinnvolle Wicklungen herausgesucht werden und im Weiteren einer genaueren Prüfung unterzogen werden. Ausgehend vom Stator- und Rotorstrom wird die Durchflutungsverteilung der jeweiligen Wicklung bestimmt und mittels Fourier-Analyse die resultierenden Ordnungszahlen der Statorwicklung  $\nu$  und der Rotorwicklung  $\mu$  bestimmt. Mithilfe der resultierenden Ordnungszahlen kann nun eine Abschätzung der maßgebenden asynchronen und synchronen Drehmomente durchgeführt werden. Durch diese Betrachtung kann auch die eigenständige Anfahrfähigkeit der Maschine abgeschätzt werden. Sind diese Betrachtungen positiv verlaufen, so kann eine beispielhafte Maschinenauslegung durchgeführt werden. Mittels einer klassischen Maschinenauslegung werden zunächst die Hauptabmessungen definiert. Wichtige Ausgangsgrößen hierbei sind die mechanische Leistung und die gewählte Polpaarzahl. Im nächsten Schritt wird die Wicklungsberechnung durchgeführt, welche mit einer Vorgabe einer mittleren Flussdichte im Luftspalt  $B_m$  und einem Schätzwert der induzierten Spannung  $U_i$  startet und im weiteren Verlauf der Auslegung die Windungszahl der Statorseite  $w_s$  und der Rotorseite  $w_r$  liefert. Ausgehend von Maximalwerten der Flussdichte  $B_{max}$  in den Zähnen und im Jochbereich des Blechpaketes, können die geometrischen Dimensionen dieser Bereiche festgelegt werden und so z.B. die Statorzahnbreite  $b_{zs}$  oder Rotorzahnbreite  $b_{zr}$  bestimmt werden. Im nächsten Auslegungspunkt werden die Widerstände und Reaktanzen bestimmt. Mit den bis

## 5. Maschinenvergleich

hier her berechneten Werten kann nun ein Simulationsmodell mithilfe der FEM-Analyse aufgebaut werden und zusätzlich eine analytische Nebenrechnung mithilfe des Ersatzschaltbildes durchgeführt werden. Ausgehend von den ausgewerteten und visualisierten Ergebnissen kann zu jedem Schritt nochmals zurückgekehrt, bestimmte Parameter bzw. Auslegungswerte angepasst und die Berechnung nochmals durchgeführt werden. Diese grobe Beschreibung der Herangehensweise ist in der Abbildung 5.1 schematisch dargestellt und zusammengefasst.

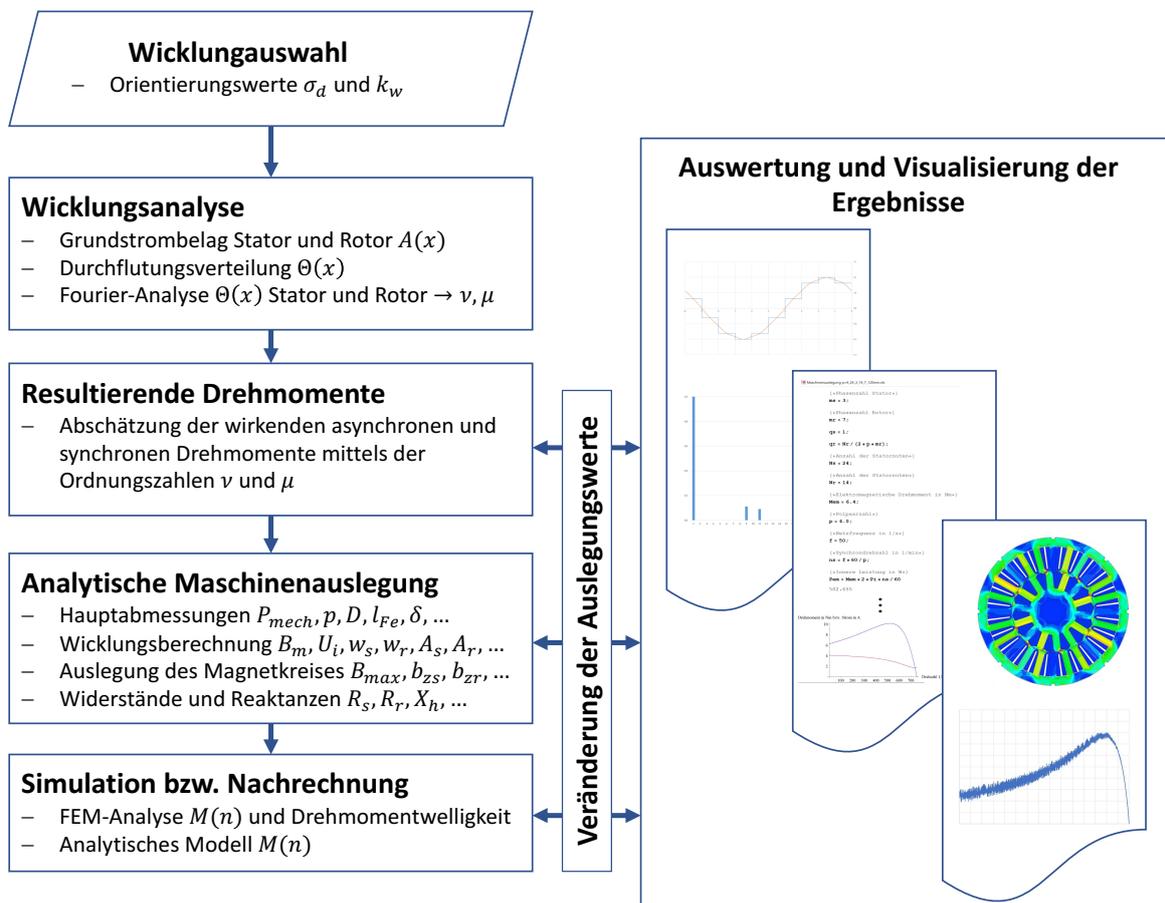


Abbildung 5.1: Schematisches Ablaufdiagramm des Maschinenvergleichs

Um eine möglichst gute Vergleichbarkeit der Beispielauslegungen gewährleisten zu können, werden einige wichtige Maschinengrößen wie z.B. die mittlere Luftspaltflussdichte, die Stromdichte im Stator und Rotor, die maximale Flussdichte im Zahn usw. bei allen betrachteten Auslegungen gleich gewählt. Aufgrund der maximal erreichbaren Drehzahl der vorhandenen Maschinenprüfstände, sollte die Polpaarzahl der Versuchsmaschine

größer gleich zwei ausfallen. Nach einem Auswahlprozess sowie einer Planungs- und Realisierungsphase der Versuchsmaschine, soll diese auch auf einem Prüfstand vermessen werden. Die zur Verfügung stehenden Maschinenprüfstände operieren bis zu einer maximalen Drehzahl von  $n_{max} = 1700 \text{ min}^{-1}$ . Aufgrund dieser Begrenzung wird die Polpaarzahl der Maschine auf  $p \geq 2$  festgelegt. Legt man die Synchrondrehzahl noch etwas geringer aus, so hat dies auch weitere Vorteile bei der späteren Fertigung der Maschine, z.B. beim Wuchten und beim Einhalten der mechanischen Toleranzen. Daher wird der Fokus bezüglich der Polpaarzahl auf  $p = 4$  gelegt.

### 5.1 Statorwicklung

Ausgehend von den in Kapitel 4.3.1 besprochenen Überlegungen, wird der Stator mit einer zweischichtigen und dreiphasigen Zahnspulenwicklung mit einer Lochzahl von  $q = 1$  ausgelegt. Somit wird die Urwicklung dieses Wicklungsaufbaus in sechs Nuten untergebracht. Mit jeder Erhöhung der Polpaarzahl steigt somit die Anzahl der Statornuten um weitere sechs Nuten an.

Da bei diesem Aufbau jede Harmonische der Durchflutungsverteilung zugleich eine Nutharmonische repräsentiert, ist der Einfluss der höheren harmonischen Anteile der Flussdichte auf den Drehmomentverlauf für diese Wicklungsauslegung nicht zu unterschätzen. Diese Aussage lässt sich auch nochmals mit dem Wicklungsfaktor belegen. Der Wicklungsfaktor einer jeden vorhandenen Durchflutungskomponente ist gleich dem Wicklungsfaktor der Grundharmonischen  $k_{w,\nu} = k_{w,p} = 0,5$ . Der störende Einfluss dieser höheren harmonischen Feldwellen auf das Drehmomentverhalten der Maschine kann mittels der Schrägung der Rotornuten wesentlich reduziert werden. Der Nachteil, der damit einhergeht ist eine geringe Reduktion der magnetischen Kopplung zwischen Stator und Rotor der grundharmonischen Feldwelle sowie ein etwas komplizierterer Stapelprozess der Rotorbleche. Diese Technik ist jedoch bei den üblichen Käfigläufern etabliert und beherrschbar.

Wie bereits in den vorangegangenen Kapiteln erläutert, erzeugt dieser Wicklungsaufbau eine stärkere resultierende Feldwelle mit der Ordnungszahl  $\nu = 5$  und  $\nu = 7$ . Diese beiden Oberwellen können besonders beim mechanisch einfacheren kurzgeschlossenen Zahnspulenaufbau einen markanten Einfluss auf das Drehmomentverhalten der Maschine nehmen, siehe Abbildung 4.14. Will man den störenden Einfluss auf das resultierende Drehmoment einer dieser beiden Oberwellen ganz eliminieren, so bietet sich ein 5- bzw. 7-phasiger Wicklungsaufbau im Rotor an.

## 5.2 5-phasiger Rotoraufbau

Zunächst sollen mithilfe der Tabelle 4.3 einige 5-phasige Rotoraufbauten näher untersucht werden.

### 5.2.1 Lochzahl $q=1$

Der erste näher betrachtete Wicklungsaufbau liefert die Lochzahl von  $q = 1$ , welcher bereits im Kapitel 4.3.4 kurz angesprochen wurde und im Folgenden im Detail betrachtet werden soll. Mithilfe der Tabelle 4.3 ist zu erkennen, dass dieser Wicklungsaufbau eine Oberwellenstreuung von  $\sigma_d = 0,033$  mit sich bringt. Dieser sehr gute Wert der Oberwellenstreuung wird bei dieser Zahnspulenwicklung mit einem geringen Wicklungsfaktor von  $f_w = 0,309$  erkauft.

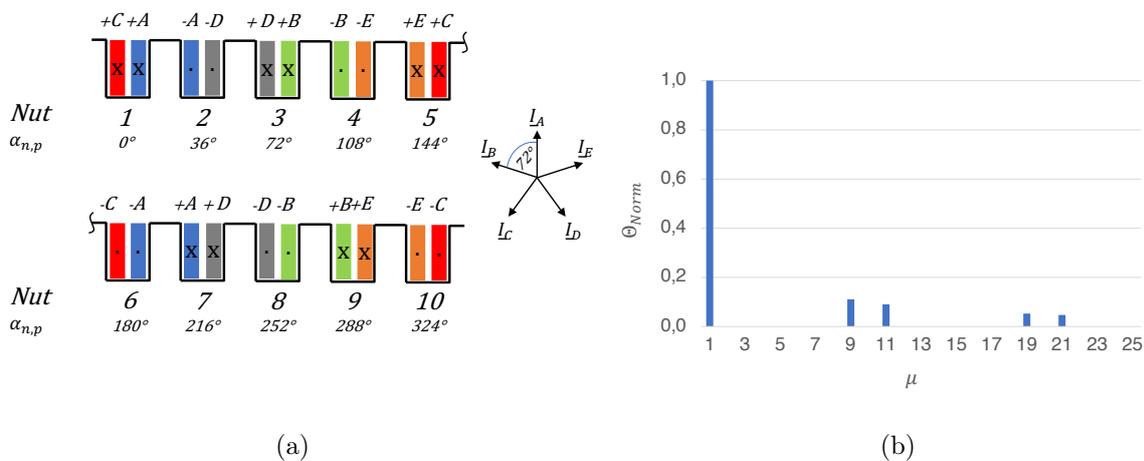


Abbildung 5.2: a) Nutbelegung einer Urwicklung  $q = 1$  b) Fourier-Analyse mittels normierter Durchflutungsverteilung einer Urwicklung

In der Abbildung 5.2 a) ist der Nutbelegungsplan für diesen Wicklungsaufbau zu erkennen. Neben der jeweiligen Nutnummer wurde der jeweils zugehörige elektrische Nutwinkel der Grundharmonischen vermerkt, mit dessen Hilfe die Phasenbelegung in der jeweiligen Nut einhergeht. Ausgehend vom Strom dieses Wicklungsaufbaus lassen sich mithilfe der Fourier-Analyse die resultierenden räumlichen Harmonische der Durchflutungsverteilung bestimmen, diese sind in der Abbildung 5.2 b) dargestellt. Die geringen normierten Durchflutungsamplituden der höheren Harmonischen lassen bereits gut erkennen, dass die Oberwellenstreuung dieses Aufbaus gering ausfallen wird. Um eine Aussage bezüglich

## 5. Maschinenvergleich

der Bewegungsrichtung der einzelnen harmonischen Anteile treffen zu können, wird die Fourier-Analyse der Durchflutungsverteilung zu zwei unterschiedlichen Zeitpunkten im Stromverlauf durchgeführt. In der Abbildung 5.3 a) ist das Ergebnis der Fourier-Analyse für den Zeitpunkt  $t = 0$  abgebildet. Um eine bessere Übersicht gewähren zu können, sind hierbei nur die ersten vier Ordnungszahlen der resultierenden Durchflutungsverteilung zu erkennen. In der Abbildung 5.3 b) ist das Ergebnis der Fourier-Analyse für den Zeitpunkt  $t = T/4$  abgebildet. Die Grundharmonische mit der Ordnungszahl  $\mu = 1$ , welche mit einer positiven Drehrichtung versehen wird, bewegt sich in der zeitlichen Differenz von  $\Delta t = T/4$ , wie zu erwarten um ein Viertel des Urwicklungsaufbaus. Somit lassen sich die resultierenden Harmonischen sowie unter der Berücksichtigung der zeitlichen Bewegungsrichtung den Ordnungszahlen  $\mu = \dots, (-)29, (-)19, (-)9, 1, 11, 21, 31, \dots$  zuweisen.

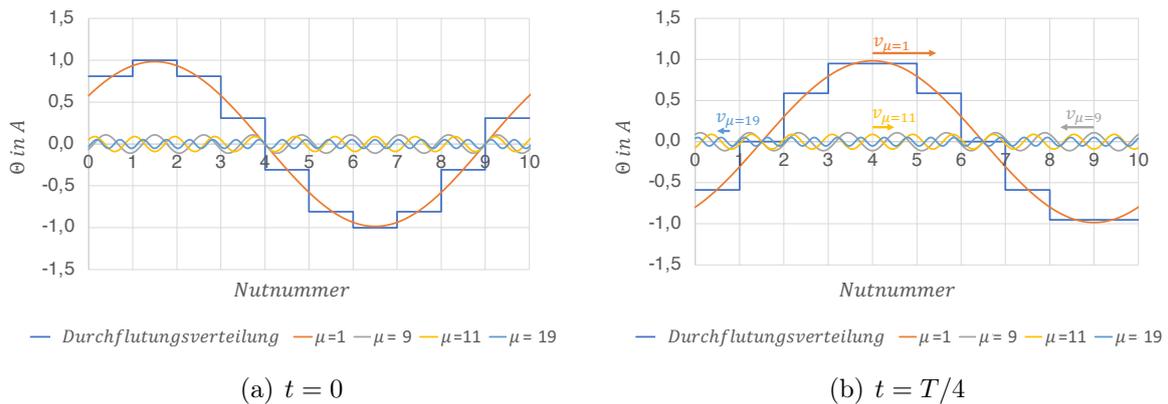


Abbildung 5.3: Fourier-Analyse zu zwei unterschiedlichen Zeitpunkten der resultierenden Durchflutungsverteilung des Wicklungsaufbaus  $q = 1$  aus Abbildung 5.2 a)

In der Tabelle 5.1 sind die mithilfe des Stator- und Rotorgrundstroms bestimmten Ordnungszahlen der resultierenden Durchflutungsverteilung und letztlich auch der Flussdichte gegenübergestellt. Zusätzlich wird zwischen zwei Rotorschaltungen in dieser Tabelle unterschieden. Mit der Tab. 5.1 und der Tab. 4.3 kann nun eine grundsätzliche Abschätzung der auftretenden Drehmomente erfolgen. Ausgehend von der Urwicklung wird mit Hilfe der Grundharmonischen mit der Ordnungszahl  $\nu = \mu = p = 1$  das gewünschte asynchrone Drehmoment ( $M_{asy,n,p}$ ) erzeugt. Dieses asynchrone Drehmoment stellt für beide Rotorschaltungsarten das nutzbringende Drehmoment dar. Weiterhin sind bei beiden Rotorschaltungen synchrone Momente ( $M_{syn}$ ) zu erwarten, welche auf

## 5. Maschinenvergleich

---

die Ordnungszahlen 11 und 19 zurückzuführen sind. Die jeweilige synchrone Drehzahl lässt sich mithilfe der Gleichung 3.63 bestimmen und ist für die jeweilige Ordnungszahl in der Tabelle 5.1 angegeben. Beim 5-phasigen in Stern geschalteten Zahnspulenaufbau im Rotor können die Feldwellen der Ordnungszahlen mit einem vielfachen von 5 keine Spannungen im Rotor induzieren und somit auch keine störenden asynchronen Drehmomente erzeugen ( $M_{asyn}$ ). Betrachtet man nun den Wicklungsaufbau mit der kurzgeschlossenen Zahnspule näher, so kann jede Feldwelle im Zusammenspiel mit der kurzgeschlossenen Zahnspule ein Drehmoment erzeugen. Aufgrund der hohen normierten Durchflutungsamplituden der Ordnungszahlen  $\nu = (-)5$  und  $\nu = 7$ , müssten die daraus resultierenden asynchronen Drehmomente besonders markant zu erkennen sein.

Stator	Rotor	Rotorschaltung	
		geschaltete Zahnspulen	Kurzgeschlossene Zahnspule
$\nu$	$\mu$		
1	1	$M_{asyn,p}$	$M_{asyn,p}$
(-)5		-	$M_{asyn}$
7		$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
	(-)9		
(-)11	11	$M_{syn}$ bei $-n_s/5$	$M_{syn}$ bei $-n_s/5$
13		$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
(-)17		$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
19	(-)19	$M_{syn}$ bei $n_s/10$	$M_{syn}$ bei $n_s/10$
	21		
(-)23		$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
25		-	$M_{asyn}$

Tabelle 5.1: Übersicht der resultierenden Ordnungszahlen und der zu erwartenden Drehmomente

Um den Einfluss der unerwünschten Drehmomente, hervorgerufen durch die höheren Harmonischen der resultierenden Flussdichte, möglichst gering zu halten, kann der Rotor geschrägt aufgebaut werden. Eine sinnvolle Auslegung des Schrägungswinkels  $\gamma_S$  kann mit der Gleichung 2.18 erfolgen. Je kleiner der Schrägungsfaktor  $k_{Schr}$  für die jeweilige Ordnungszahl ausfällt, um so geringer ist die Flussverkettung zwischen der Stator- und Rotorwicklung. Ausgehend von einer achtpoligen Maschine wird nun die Schrägung näher betrachtet. Da sich der Schrägungswinkel auf den gesamten Maschinenumfang bezieht, ist es sinnvoll die Sicht rein auf eine Urwicklung zu verlassen. Somit muss in der Gleichung 2.18 für die betrachtete Ordnungszahl  $\nu \cdot p$  eingesetzt werden. Die folgenden Ordnungszahlen sind also ebenfalls um den Faktor vier erhöht, bezogen auf den gesamten

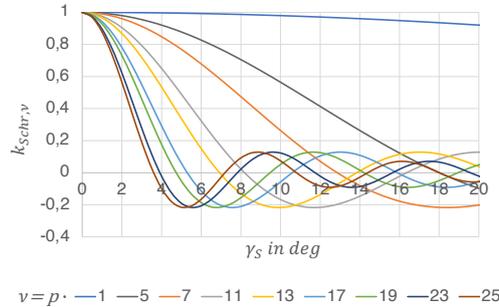


Abbildung 5.4: Schrägungsfaktor in Abhängigkeit von der Ordnungszahl sowie des Schrägungswinkels

Maschinenumfang. Berechnet man nun den Schrägungsfaktor in Abhängigkeit von der jeweiligen Ordnungszahl und des variablen Schrägungswinkels des Rotors, so erhält man die Ergebnisse aus Abbildung 5.4. Ausgehend von dieser Abbildung, empfiehlt sich für den beispielhaften achtpoligen Maschinenaufbau ein Schrägungswinkel von  $\gamma_S = 4^\circ$  bis  $8^\circ$ . Will man den Einfluss der 28-poligen Flussdichtesverteilung bzw. ausgehend von der Urwicklung die Ordnungszahl  $\nu = 7$  minimieren, welche im Anfahrbereich der Maschine ein nicht unerhebliches Drehmoment erzeugen kann, so sollte der Schrägungswinkel in Richtung des höheren Wertes  $8^\circ$  gelegt werden.

### FEM Analyse

Die analytischen Betrachtungen zu dieser Maschinenauslegung soll nun mittels einer FEM-Analyse validiert werden. Mithilfe einer analytischen Maschinenauslegung und der Auslegungsdaten aus Tabelle 5.2 wird ein zwei-dimensionales FEM-Modell erstellt.

Mittels dieses Modells wurde eine transiente Simulation der Maschine im Drehzahlbereich von  $-n_s$  bis  $n_s$  durchgeführt. Die Ergebnisse für den kurzgeschlossenen Zahnspulenaufbau im Rotor sind in der Abbildung 5.5 a) dargestellt. Wie bereits analytisch zu erwarten, ist ein stärkeres asynchrones Drehmoment durch die Feldwelle mit der Ordnungszahl  $\nu = \mu = (-)5$  zu erkennen. Dieses asynchrone Moment wird zusätzlich verzerrt durch die synchrone Drehmomententwicklung, herrührend durch die Ordnungszahl  $\nu = (-)11$  und  $\mu = 11$ . Ein weiteres synchrones Drehmoment ist bei einer Drehzahl von  $n_s/10$  zu erkennen, welches auf die Ordnungszahlen  $\nu = 19$  und  $\mu = (-)19$  zurückzuführen ist. Bei einer Drehzahl von  $n_s/7$  ist ein weiteres asynchrone Drehmoment zu sehen. Im Vergleich zum asynchronen Moment bei  $-n_s/5$  fällt dieses in seiner Wirkung

## 5. Maschinenvergleich

Maschinendaten		Wicklungsdaten		
		Stator	Rotor	
Bemessungsleistung $P_n$	500 W	Lochzahl $q$	1	1
Polpaarzahl $p$	4	Oberwellenstreuung $\sigma_d$	0,096	0,033
Aktivteillänge $l_{Fe}$	70 mm	Wicklungsfaktor $k_w$	0,5	0,309
Statoraußendurchmesser $D_s$	220 mm	Luftspaltflussdichte $B_m$	0,52 T	
Rotoraußendurchmesser $D_r$	120 mm	Zahnflussdichte $B_{max}$	1,65 T	1,75 T
Luftspaltbreite $\delta$	0,3 mm	Zahnbreite $b_z$	9 mm	4,1 mm
Nutzahl Stator	24	Spulenwindungszahl $w_{Sp}$	154	15
Nutzahl Rotor	40	Stromdichte $S$	6 A/mm <sup>2</sup>	6 A/mm <sup>2</sup>

Tabelle 5.2: Auslegungsdaten der betrachteten Beispielmachine

deutlich schwächer aus. Dies lässt sich mit der höheren Ordnungszahl  $\nu = \mu = 7$  und der damit einhergehenden kleiner werdenden Durchflutungsamplitude erklären. Betrachtet man nun die Drehmoment-Drehzahlkennlinie des geschalteten Zahnspulenaufbaus 5.5 b), so ist hierbei das gewünschte asynchrone Drehmoment der Grundharmonischen ausschlaggebend. Die zu erwartenden synchronen Drehmomente bei  $-n_s/5$  und  $n_s/10$  sind ebenfalls zu erkennen. Wie in der Tabelle 5.1 vermerkt, kann dieser Wicklungsaufbau keine zehnpolige resultierende Feldwelle erzeugen und somit kann auch kein asynchrones Drehmoment durch diese Oberwelle entstehen. Ausgehend von der vierzehnpoligen Flussdichteverteilung mit der Ordnungszahl  $\nu = 7$ , liefert der gewählte Wicklungsaufbau (Tabelle 4.3) auf der Rotorseite für diese Polpaarzahl einen Wicklungsfaktor von  $k_{w,7} = 0,809$ . Da der Wicklungsfaktor für diese Ordnungszahl ungleich Null ist, kann ein asynchrones Drehmoment entstehen. Die hohe Oberwellenstreuung von  $\sigma_{d,7} = 6,379$  lässt hierbei jedoch auf eine geringe Amplitude des asynchronen Drehmoments schließen. Dies deckt sich auch mit dem Simulationsergebnis aus Abbildung 5.5 b), zu erkennen ist ein geringes asynchrones Drehmoment im Bereich der Drehzahl  $n_s/7$ .

Neben der eigenständigen Anfahrfähigkeit der Asynchronmaschine im dynamischen Bereich spielt auch der stationäre Betrieb mit einer geringen Drehmomentwelligkeit eine wichtige Rolle. Um bei den hier betrachteten Maschinenauslegungen eine Aussage zur Drehmomentwelligkeit treffen zu können, wurde jedes Maschinenmodell zusätzlich im stationären Betrieb simuliert. Eine Differenzierung wurde hierbei neben der Rotorschaltung auch um einen geschrägten und ungeschrägten Rotoraufbau ergänzt. Wie bereits angesprochen, kann mittels der Schrägung die magnetische Kopplung für einige Oberwellen reduziert bzw. eliminiert werden. Daher liegt es nahe, dass auch die Drehmomentwelligkeit der zahnspulenbewickelten Maschine hierdurch verbessert werden kann. Der

## 5. Maschinenvergleich

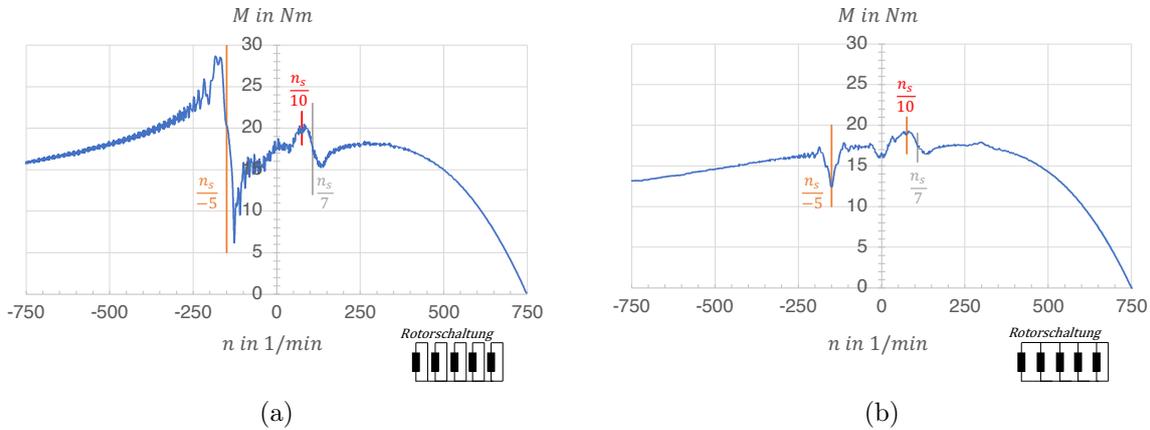


Abbildung 5.5: Simulationsergebnisse der transienten Drehmomentberechnung für a) kurzgeschlossene Zahnspule und b) geschaltete Zahnspulenwicklung

ungeschrägte Rotoraufbau lässt sich mit einem überschaubaren Aufwand anhand einer 2D-Simulation bestimmen. Will man die Schrägung des Rotors mit berücksichtigen, muss man grundsätzlich auf ein 3D-Simulationsmodell umsteigen, da die Schrägung üblicherweise in der axialen Richtung und somit in der z-Achse modelliert wird. 3D-Simulationen haben jedoch den Nachteil einer deutlich erhöhten Rechenzeit und sie benötigen sehr hohe CPU-Leistung als auch deutlich mehr Speicherbedarf [3]. Eine Alternative, auf welche auch hier zurückgegriffen wird, besteht in der 2,5-dimensionalen bzw. auch als "multi-slice" bezeichneten Modellierung des Maschinenbaus. Hierbei wird das 2D-Modell durch das teilweise Verdrehen in mehrere Schnitte aufgeteilt. Dies führt zu einem quasi 3D-Modell, mittels dessen die Schrägung abgebildet werden kann, ohne die erwähnten Nachteile der 3D-Simulation in Gänze tragen zu müssen. Zur besseren Veranschaulichung ist in der Abbildung 5.6 a) der 3D-Rotoraufbau für einen geschrägten Rotor dargestellt und in Abbildung 5.6 b) der dazugehörige 2,5D-Aufbau.

Das erstellte Modell wurde für die weitere Betrachtung bei einer festen Drehzahl von  $n = 700 \text{ min}^{-1}$  und bei einer Nennspannung von  $U_1 = 230 \text{ V}$  simuliert. Der Schrägungswinkel wurde auf  $\gamma_S = 7^\circ$  festgelegt. Die Simulationsparameter, Mesh-Definition und die Zeitschritte wurden in allen Berechnung gleich beibehalten. Um die Schrägung sinnvoll berücksichtigen zu können, wurde der Rotor in 5 Scheiben aufgeteilt. Dies führte bei der 2,5D-Modellierung zu einem Verfünfachen der Rechenzeit im Vergleich zum ungeschrägten Maschinenmodell. Die Ergebnisse dieser Simulation sind für den kurzgeschlossenen Zahnspulenaufbau im ungeschrägten und geschrägten Rotoraufbau in der Abbildung 5.7 a) zu erkennen. Die Werte für den geschalteten Zahnspulenaufbau im ungeschrägten

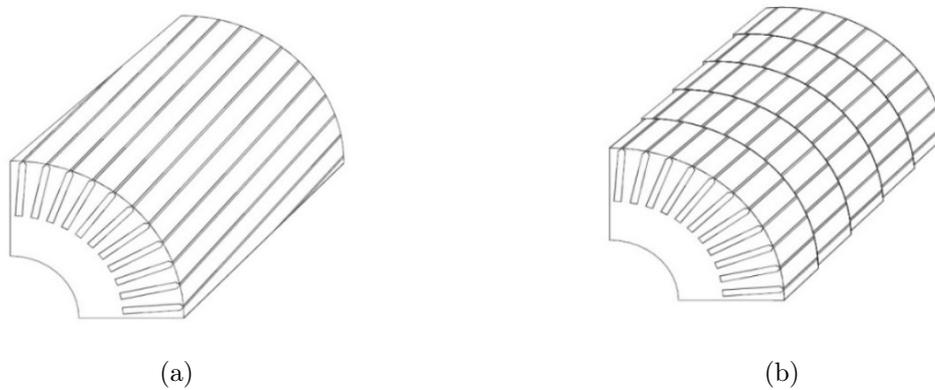


Abbildung 5.6: Darstellung der Schrägung mittels 3D-Modellierung a) und einer 2,5D- bzw. multi-slice Modellierung b) [24]

und geschrägten Rotoraufbau sind in der Abbildung 5.7 b) zu sehen. In beiden Abbildungen ist das resultierende Drehmoment über eine vollständige Umdrehung des Rotors dargestellt.

Betrachtet man zunächst den resultierenden Mittelwert des Drehmoments über eine Umdrehung  $\bar{M}$ , so fällt auf, dass der ungeschrägte Rotor für beide Schaltungsarten einen geringfügig größeren Wert liefert. Dies lässt sich durch die geringe Reduzierung der magnetischen Kopplung der Arbeitswelle erklären. Für den ungeschrägten Aufbau beträgt der Schrägungsfaktor  $k_{Schr} = 1$ . Berücksichtigt man nun den Schrägungswinkel von  $\gamma_S = 7^\circ$  für die Arbeitswelle, so reduziert sich der Schrägungsfaktor nur geringfügig auf  $k_{Schr} = 0,99$ . Ausgehend von der Abbildung 5.7 a) für den kurzgeschlossenen Rotoraufbau lässt sich feststellen, dass die Schrägung und die damit einhergehende Reduzierung der Flussverkettung der höheren Ordnungszahlen sich positiv auf die Drehmomentwelligkeit auswirkt. Während im ungeschrägten Fall die Drehmomentschwankungen sich im Bereich des Drehmomentmittelwertes positiv und negativ bewegen, konnte mittels der Schrägung die Drehmomentschwankungen auf ca.  $\pm 35\%$ , bezogen auf den Mittelwert, reduziert werden. Betrachtet man nun die Abbildung 5.7 b) für den geschalteten Zahnspulenaufbau, so fällt im Vergleich zum kurzgeschlossenen Zahnspulenaufbau die Drehmomentwelligkeit geringer aus. Dies lässt sich aufgrund der Rotorschaltung und der damit nicht vorhandenen Ordnungszahl 5 und deren vielfachen begründen. Mithilfe der geschalteten Zahnspulenwicklung und der Schrägung im Rotor kann die Drehmomentwelligkeit auf einen Wert von ca.  $\pm 25\%$ , bezogen auf den Mittelwert, noch einmal reduziert werden.

## 5. Maschinenvergleich

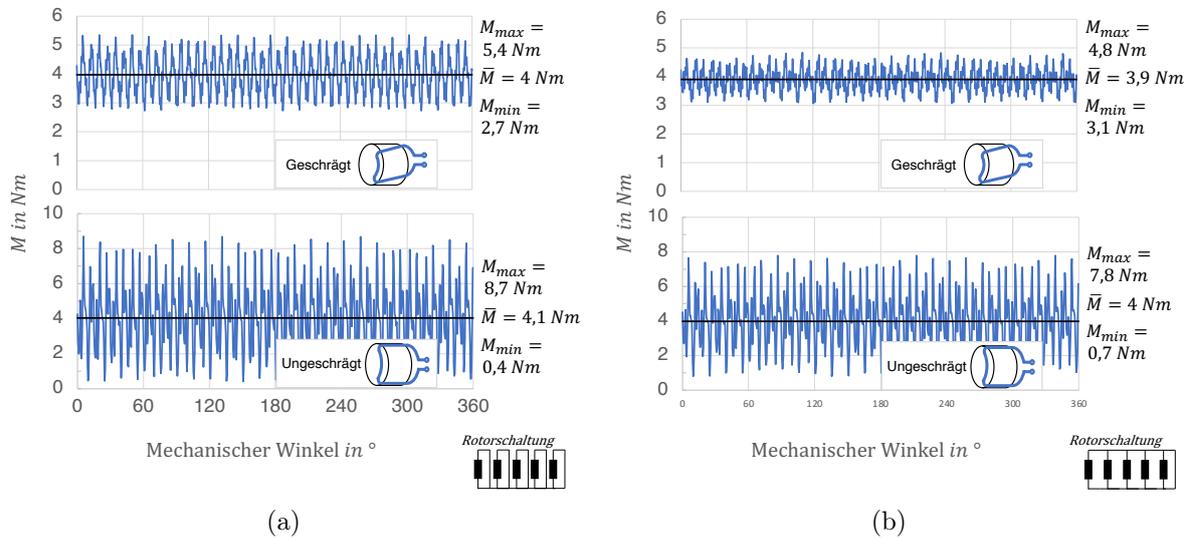


Abbildung 5.7: Vergleich des simulierten Drehmomentverlaufs bei geschrägtem und ungeschrägtem Rotoraufbau a) kurzgeschlossene Zahnspule und b) geschaltete Zahnspulenwicklung

### 5.2.2 Lochzahl $q=1/2$

Ausgehend von der Tabelle 4.3 liefert dieser Wicklungsaufbau eine Oberwellenstreuung von  $\sigma_d = 0,142$  und einen Wicklungsfaktor von  $f_w = 0,588$ . Aufgrund dieser brauchbaren Werte wird eine nähere Betrachtung dieses Aufbaus durchgeführt.

Mithilfe des Nutwinkels der Grundharmonischen  $\alpha_{n,p}$  kann der zweischichtige Nutbelegungsplan erstellt werden. Dieser ist in der Abbildung 5.8 a) für diesen Wicklungsaufbau zu erkennen. Ausgehend vom bestromten Wicklungsaufbau, lassen sich auch hier mithilfe der Fourier-Analyse die harmonischen Anteile der Durchflutungsverteilung bestimmen. Diese sind in der Abbildung 5.8 b) zu erkennen. Zur Definition der Bewegungsrichtung der einzelnen Harmonischen wird auch hier die Fourier-Analyse zu zwei unterschiedlichen Zeitpunkten durchgeführt. In der Abbildung 5.9 a) ist die Analyse für den Zeitpunkt  $t = 0$  abgebildet. Zu erkennen ist hierbei die resultierende Durchflutungsverteilung sowie die ersten vier resultierenden harmonischen Anteile. In der Abbildung 5.9 b) ist die Fourier Analyse für den Zeitpunkt  $t = T/4$  abgebildet. Die Grundharmonischen mit der Ordnungszahl  $\mu = 1$ , welche mit einer positiven Drehrichtung versehen wird, bewegt sich in der zeitlichen Differenz von  $\Delta t = T/4$  um einen Viertel des Maschinenumfangs. Somit lassen sich die resultierenden harmonischen Komponenten den Ordnungszahlen  $\mu = \dots, -14, -9, -4, 1, 6, 11, 16, \dots$  zuweisen.

In der Tabelle 5.3 sind die mithilfe des Stator- und Rotorgrundstroms bestimmten Ord-

## 5. Maschinenvergleich

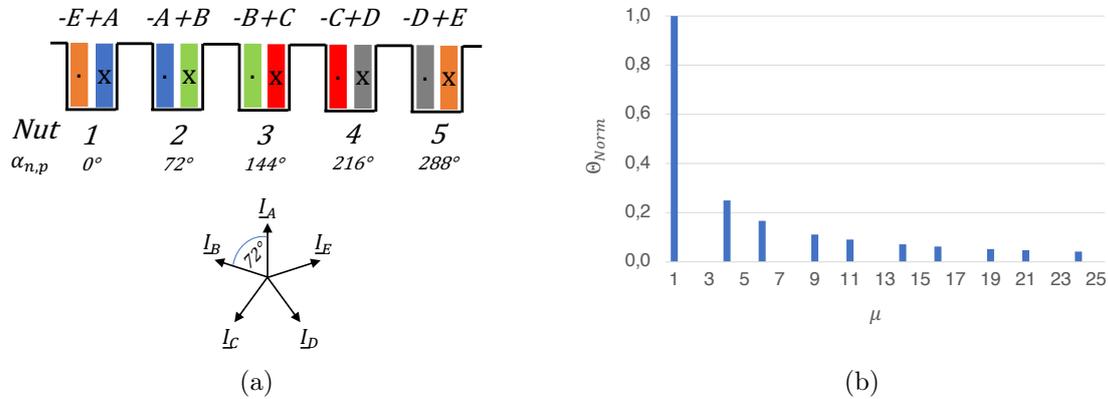


Abbildung 5.8: a) Nutbelegung einer Urwicklung  $q = 1/2$  b) Normierte Darstellung der Fourier-Analyse der resultierenden Durchflutungsverteilung einer Urwicklung

nungszahlen der resultierenden Feldwellen gegenübergestellt. Mit deren Hilfe kann nun eine Abschätzung der auftretenden Drehmomente erfolgen. Ausgehend von der Urwicklung wird mit Hilfe der Grundharmonischen der Flussdichteverteilung mit der Ordnungszahl  $\nu = \mu = p = 1$  das gewünschte asynchrone Drehmoment ( $M_{asyn,p}$ ), bei beiden Rotorschaltungen, erzeugt. Das erste synchrone Drehmoment ( $M_{syn}$ ) ist durch die statorseitige Ordnungszahl  $\nu = (-)11$  und die rotorseitige Ordnungszahl  $\mu = 11$  bei einer Drehzahl von  $-n_s/5$  zu erwarten. Ein weiterer synchroner Sattel wird durch die statorseitige Ordnungszahl  $\nu = 19$  und die rotorseitige Ordnungszahl  $\mu = (-)19$  bei einer Drehzahl von  $n_s/10$  erzeugt. Ausgehend von einem geschalteten Zahnspulenaufbau des Rotors, lässt sich mit der Tabelle 4.3 festhalten, dass die zehnpolige Feldwelle mit der Ordnungszahl  $\nu = (-)5$  und ein ganzes Vielfaches dieser keinen Strom im Rotorkreis treiben kann und somit kein zusätzliches Drehmoment erzeugen kann. Betrachtet man nun diesen Wicklungsaufbau mit der kurzgeschlossenen Zahnspule näher, so lässt sich auch hier feststellen, dass die statorseitig erzeugte Feldwelle mit der Ordnungszahl 5 und ihr ganzes Vielfaches ebenfalls kein zusätzliches Drehmoment erzeugen kann bzw. können. Aufgrund des gewählten Wicklungsaufbaus ergibt sich eine Spulenweite im Rotor, durch den zu jedem Zeitpunkt die gleiche negative und positive Halbwelle der Flussdichte hindurchtritt. Wenn der verkettete Fluss durch eine kurzgeschlossene Rotorspule zu jedem Zeitpunkt gleich Null ist, so ist auch die induzierte Spannung gleich Null und es kann auch kein Stromfluss in dieser Spule erzeugt werden. Die Feldwelle dieser Ordnungszahl ist zwar vorhanden, aber ohne den dazu gehörigen Rotorstrom kann kein Drehmoment

## 5. Maschinenvergleich

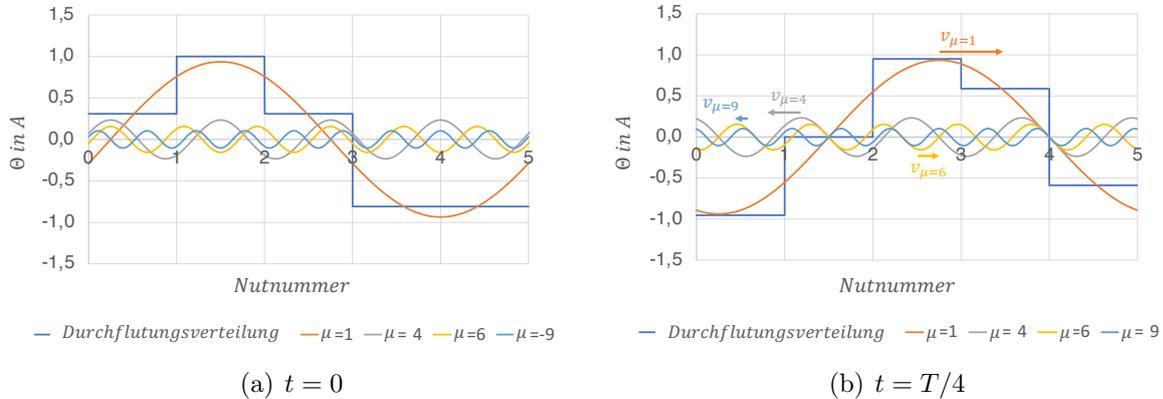


Abbildung 5.9: Fourier-Analyse zu zwei unterschiedlichen Zeitpunkten der resultierenden Durchflutungsverteilung des Wicklungsaufbaus  $q = 1/2$  aus Abbildung 5.8 a)

erzeugt werden. Dieses 5-phasige Beispiel ist in der Abbildung 4.11 bereits anschaulich verdeutlicht worden.

Um den Einfluss der Oberwellen und ihrer unerwünschten Drehmomente möglichst gering zu halten, kann auch hier wieder der Rotor geschrägt aufgebaut werden. Ausgehend von einem achtpoligen Aufbau ( $p = 4$ ), wird der Stator als auch der Rotor aus vier Urwicklungen aufgebaut, um diese resultierende Polzahl zu erhalten. Da der Statoraufbau und somit die Polpaarzahl aus Kapitel 5.2.1 unverändert bleiben, kann auch die Abbildung 5.4 wieder zur Bestimmung eines sinnvollen Schrägungswinkels herangezogen werden.

### FEM Analyse

In der Tabelle 5.4 sind die analytischen Auslegungsdaten für die Beispielauslegung des 5-phasigen Rotors mit einer Lochzahl von  $q = 1/2$  zusammengefasst.

Um eine leichtere Vergleichbarkeit aller Beispielmotoren zu erzielen, wurden auch bei dieser Auslegung die Bemessungsleistung, die geometrischen Daten sowie viele wichtige Werte des magnetischen und elektrischen Kreises zur Auslegung aus Tabelle 5.2 beibehalten. Eine auffällige Änderung ist im Wert der rotorseitigen Oberwellenstreuung zu erkennen. Im Vergleich zur Rotorwicklung mit  $q = 1$  ist der Wert von 0,033 auf 0,142 angestiegen. Diese Steigerung der Oberwellenstreuung lässt auf ein geringeres Kippmoment des hier betrachteten Rotoraufbaus schließen. In der Abbildung 5.10 sind die Simulationsergebnisse der Drehmoment-Drehzahlkennlinie für den kurzgeschlossenen und den

## 5. Maschinenvergleich

Stator	Rotor	Rotorschaltung	
		Geschaltete Zahnspulen	Kurzgeschlossene Zahnspule
$\nu$	$\mu$		
1	1	$M_{asyn,p}$	$M_{asyn,p}$
	(-)4		
(-)5		-	-
	6		
7		$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
	(-)9		
(-)11	11	$M_{syn}$ bei $-n_s/5$	$M_{syn}$ bei $-n_s/5$
13		$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
	(-)14		
	16		
(-)17		$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
19	(-)19	$M_{syn}$ bei $n_s/10$	$M_{syn}$ bei $n_s/10$
	21		
(-)23		$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
	(-)24		
25		-	-

Tabelle 5.3: Übersicht der resultierenden Ordnungszahlen und der zu erwartenden Drehmomente

Maschinendaten		Wicklungsdaten			
				Stator	Rotor
Bemessungsleistung $P_n$	500 W	Lochzahl $q$		1	1/2
Polpaarzahl $p$	4	Oberwellenstreuung $\sigma_d$		0,096	0,142
Aktivteillänge $l_{Fe}$	70 mm	Wicklungsfaktor $k_w$		0,5	0,588
Statoraußendurchmesser $D_s$	220 mm	Luftspaltflusdichte $B_m$		0,52 T	
Rotoraußendurchmesser $D_r$	120 mm	Zahnflusdichte $B_{max}$		1,65 T	1,75 T
Luftspaltbreite $\delta$	0,3 mm	Zahnbreite $b_z$		9 mm	8,3 mm
Nutzahl Stator	24	Spulenwindungszahl $w_{Sp}$		154	16
Nutzahl Rotor	20	Stromdichte $S$		6 A/mm <sup>2</sup>	6 A/mm <sup>2</sup>

Tabelle 5.4: Auslegungsdaten der betrachteten Beispielmaschine mit einer Rotorwicklung  $m = 5$  und  $q = 1/2$

## 5. Maschinenvergleich

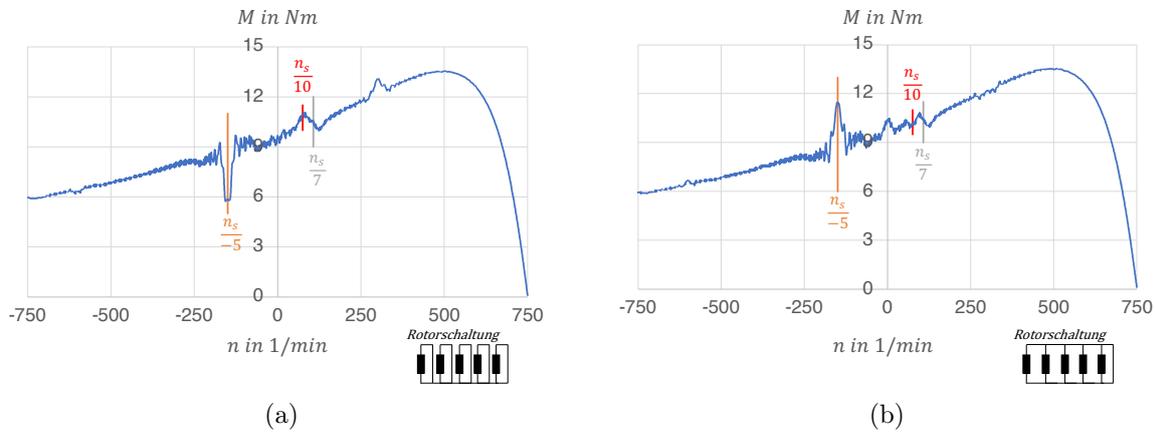


Abbildung 5.10: Simulationsergebnisse der transienten Drehmomentberechnung für a) kurzgeschlossene Zahnspule und b) geschaltete Zahnspulenwicklung  $m = 5$  und  $q = 1/2$

geschalteten Rotoraufbau zu sehen. Vergleicht man hier das Kippmoment mit dem aus der Abbildung 5.5, so sinkt das Maximalmoment von ca. 18 Nm auf ca. 13 Nm ab. Eine weitere auffällige Änderung ist im Wicklungsfaktor der Rotorwicklung zu erkennen, so ist dieser von 0,309 auf 0,588 angestiegen. Bei einer konstanten Auslegungsspannung der Rotorwicklung werden weniger Windungen benötigt um die gleiche induzierte Spannung zu erreichen. Dies ist auch in der Spulenwindungszahl zu erkennen. Im Rotoraufbau  $q = 1$  befinden sich zwei in Reihe geschaltete Zahnspulen pro Urwicklung. Somit beträgt die Windungszahl über eine Urwicklung für eine Phase 30 Windungen. Im Aufbau mit  $q = 1/2$  befindet sich eine Spule pro Urwicklung und Phase mit einer Windungszahl pro Zahnspule von 15 Windungen. Dies entspricht einer Halbierung der benötigten Windungszahl und lässt sich mit dem größer gewordenem Wicklungsfaktor begründen. Ausgehend von einer konstanten Stromdichte, führt dies zu einem geringeren Widerstandswert im Rotorkreis  $R_2$ . Dieser geringe Widerstand macht sich auch in der Drehmoment-Drehzahlkennlinie bemerkbar. Die Drehmoment-Drehzahlkennlinie des Aufbaus  $q = 1/2$  verläuft deutlich steiler im Vergleich zum Aufbau  $q = 1$ . Wie bereits aus der Tabelle 5.4 zu erwarten war, ist in der Abbildung 5.10 für beide Rotorschaltungen ein auffälliges synchrones Drehmoment im Bremsbereich der Maschine bei einer Drehzahl von  $-150 \text{ min}^{-1}$  zu erkennen. Ein weiteres erwartbares schwächeres Synchronmoment ist bei einer Drehzahl von  $75 \text{ min}^{-1}$  zu erkennen. Ausgehend von der zehnpoligen Feldwelle ist kein asynchrones Drehmoment in der Drehmoment-Drehzahlkennlinie festzustellen. Mithilfe der Tabelle 4.3 ist zu sehen, dass der Wicklungsfaktor für die statorseitige Ord-

## 5. Maschinenvergleich

nungszahl  $\nu = 7$  mit  $f_{w,7} = 0,951$  zwar sehr hoch ausfällt, jedoch fällt der Betrag der Oberwellenstreuung mit  $\sigma_{d,7} = 20,37$  ebenfalls sehr hoch aus. Somit ist mit einem geringen asynchronen Einfluss der Feldwelle mit der Ordnungszahl  $\nu = 7$  auf das resultierende Drehmoment zu rechnen. Dies bestätigt sich auch in den simulierten Kennlinien. Im Bereich der Drehzahl  $107,1 \text{ min}^{-1}$ , welche für die Feldwelle mit der Ordnungszahl  $\nu = 7$  die Synchrondrehzahl darstellt, ist nur ein schwaches asynchrones Drehmoment festzustellen.

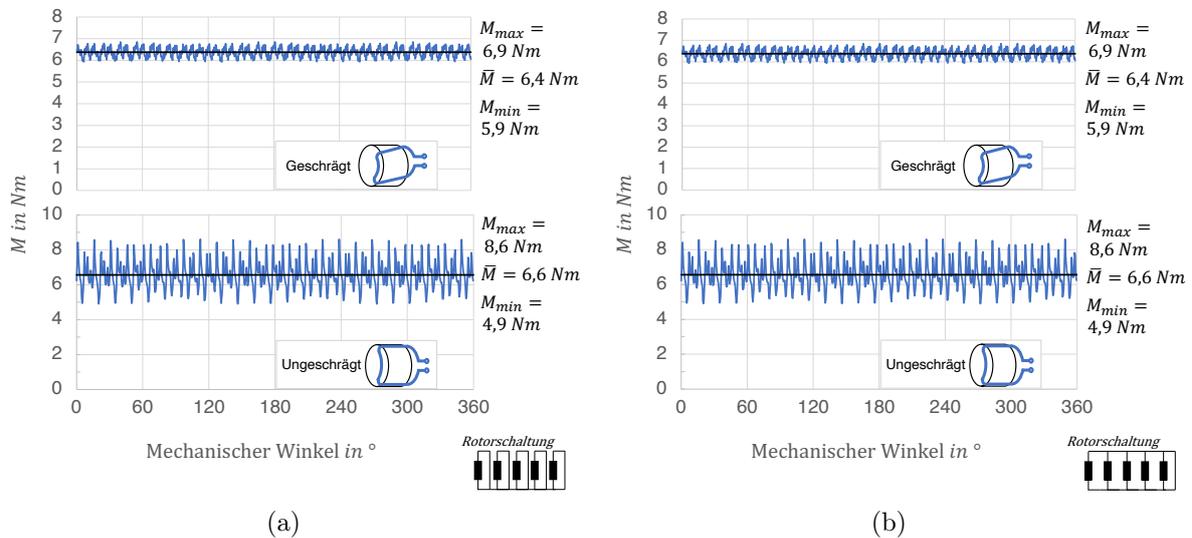


Abbildung 5.11: Vergleich des simulierten Drehmomentverlaufs bei geschrägtem und ungeschrägtem Rotoraufbau a) kurzgeschlossene Zahnspule und b) geschaltete Zahnspulenwicklung  $m = 5$  und  $q = 1/2$

Wie bereits aus der analytischen Betrachtung absehbar, spielt die Rotorschaltung für diesen Wicklungsaufbau keine entscheidende Rolle. Für beide Schaltungsarten kann die stark vorhandene Oberwelle mit der Ordnungszahl  $\nu = (-)5$  keinen Einfluss auf das resultierende Drehmoment ausüben. Dies zeigt sich auch im Vergleich der Drehmomentwelligkeit zwischen den beiden Rotorschaltungen bei einer Nenndrehzahl von  $700 \text{ min}^{-1}$ , siehe Abbildung 5.11. Für den ungeschrägten Rotoraufbau ergibt sich für beide Schaltungen ein Drehmomentmittelwert von  $\bar{M} = 6,6 \text{ Nm}$  und eine Drehmomentwelligkeit bezogen auf den Drehmomentmittelwert von ca.  $\pm 30\%$ . Betrachtet man nun den geschrägten Rotoraufbau, bei dem der Schrägungswinkel ebenfalls auf  $7^\circ$  festgelegt wurde, so sind auch hier keine gravierenden Unterschiede im Drehmomentverlauf zwischen den beiden Rotorschaltungen festzustellen. Aufgrund der Schrägung und der damit verbundenen reduzierten magnetischen Kopplung der grundharmonischen Flussdichteverteilung, sinkt

der Drehmomentmittelwert auf  $\bar{M} = 6,4 Nm$  leicht ab. Die Drehmomentwelligkeit wird jedoch maßgeblich reduziert und beträgt nur noch  $\pm 8\%$ , bezogen auf den Mittelwert des Drehmoments.

### 5.2.3 Lochzahl $q=1/4$

Einen weiteren interessanten Rotoraufbau stellt die 5-phasige Urwicklung mit der Lochzahl von  $q = 1/4$  dar. Diese lässt sich zum ersten Mal mit 5 Rotornuten und einer Polpaarzahl von  $p = 2$  realisieren. In der Abbildung 5.12 a) ist der Nutbelegungsplan für eine Urwicklung zu erkennen. Ausgehend von Tabelle 4.3 besitzt dieser Wicklungsaufbau einen sehr hohen Wicklungsfaktor für die gewünschte Grundharmonische von 0,951. Dieser hohe Wicklungsfaktor geht einher mit einem hohen Wert der Oberwellenstreuung, für diesen Wicklungsaufbau beträgt dieser  $\sigma_d = 0,744$ . Auch hier lassen sich mithilfe der Fourier-Analyse die resultierenden Ordnungszahlen sowie die normierten Anteile der jeweiligen resultierenden Durchflutungsverteilung bestimmen. In der Abbildung 5.12 b) sind die Ordnungszahlen sowie die normierten Durchflutungsanteile für diesen Wicklungsaufbau zu sehen.

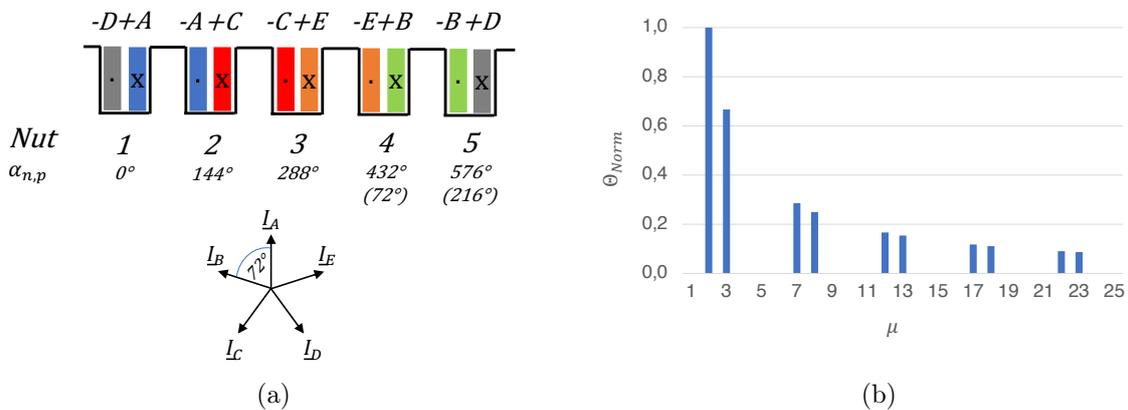


Abbildung 5.12: a) Nutbelegung einer Urwicklung  $q = 1/4$  b) Normierte Darstellung der Fourier-Analyse der resultierenden Durchflutungsverteilung einer Urwicklung

Eine Fourier-Analyse zu zwei unterschiedlichen Zeiten führt auf die Abbildung 5.13. Somit ergeben sich, unter Berücksichtigung der Bewegungsrichtung mithilfe des Vorzeichens, die resultierenden Feldwellen der Ordnungszahlen  $\mu = \dots, (-)13, (-)8, (-)3, 2, 7, 12, 17, \dots$  für diesen Wicklungsaufbau. Stellt man nun diese rotorseitigen Ordnungszahlen der Durchflutungsverteilung gegenüber zu denen der Statorwicklung, so ergibt

Stator	Rotor	Rotorschaltung	
		Geschaltete Zahnspulen	Kurzgeschlossene Zahnspule
2	2	$M_{asyn,p}$	$M_{asyn,p}$
	(-)3		
	7		
	(-)8		
(-)10	12	-	-
	(-)13		
14	17	$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
	(-)18		
(-)22	22	$M_{syn}$ bei $-n_s/5$	$M_{syn}$ bei $-n_s/5$
	(-)23		
26	27	$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
	(-)28		
	32		
	(-)33		
(-)34	37	$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
	(-)38		
38	42	$M_{syn}$ bei $n_s/10$	$M_{syn}$ bei $n_s/10$
	(-)43		
(-)46	47	$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
	(-)48		
50		-	-

Tabelle 5.5: Übersicht der resultierenden Ordnungszahlen und der zu erwartenden Drehmomente

## 5. Maschinenvergleich

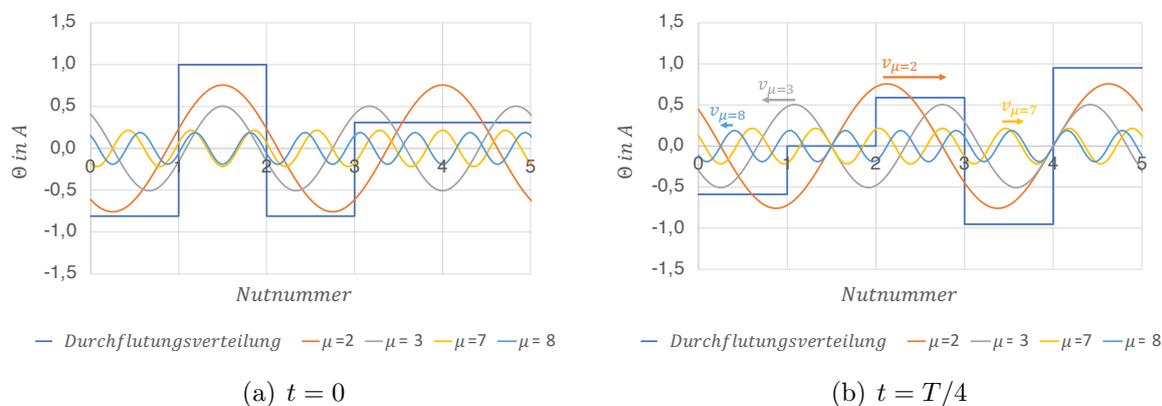


Abbildung 5.13: Fourier-Analyse zu zwei unterschiedlichen Zeitpunkten der resultierenden Durchflutungsverteilung des Wicklungsaufbaus  $q = 1/4$  aus Abbildung 5.12 a)

sich wie aus den bereits betrachteten Beispielauslegungen die Tabelle 5.5. Eine markante Änderung zu den beiden vorherigen Wicklungsaufbauten  $q = 1$  und  $q = 1/2$  liegt in der Betrachtung der Urwicklung der Rotorseite. So stellt der rotorseitige Wicklungsaufbau mit 5 Rotornuten und einer Lochzahl von  $q = 1/4$  eine Urwicklung dar, welche die Ordnungszahl  $\mu = p = 2$  als Grundharmonische heranzieht. Um eine leichtere Gegenüberstellung der Harmonischen des Strombelages beider Seiten zu erhalten, wurden die statorseitigen Ordnungszahlen  $\nu$  auf die rotorseitige Urwicklung bezogen, indem diese mit der Polpaarzahl  $p$  multipliziert werden. Anders ausgedrückt kann man sagen, dass die statorseitige Urwicklung, welche zweimal hintereinander aufgebaut wird, auf eine rotorseitige Urwicklung trifft. Ausgehend von der Tabelle 4.3 kann hier wieder festgehalten werden, dass der geschaltete Rotoraufbau im Zusammenhang mit der Feldwelle der Ordnungszahl  $\nu = (-)5$  und einem ganzen Vielfachen dieser kein zusätzliches Drehmoment erzeugen kann. Hierbei gelten die gleichen Überlegungen wie bereits im Aufbau mit  $q = 1/2$  erläutert. Eine Abschätzung der zu erwartenden Drehmomente kann der Tabelle 5.5 entnommen werden. Wie bei den anderen Beispielauslegungen sind auch hier wieder synchrone Drehmomentsattel bei einer Rotordrehzahl von  $-n_s/5$  und  $n_s/10$  zu erwarten.

### FEM Analyse

In der Abbildung 5.14 ist die transiente Simulation der Drehmoment-Drehzahlkennlinie für den kurzgeschlossenen und geschalteten Rotoraufbau mit  $q = 1/4$  zu erkennen. Wie

## 5. Maschinenvergleich

Maschinendaten		Wicklungsdaten		
		Stator	Rotor	
Bemessungsleistung $P_n$	500 W	Lochzahl $q$	1	1/4
Polpaarzahl $p$	4	Oberwellenstreuung $\sigma_d$	0,096	0,744
Aktivteillänge $l_{Fe}$	70 mm	Wicklungsfaktor $k_w$	0,5	0,809
Statoraußendurchmesser $D_s$	220 mm	Luftspaltflussdichte $B_m$	0,52 T	
Rotoraußendurchmesser $D_r$	120 mm	Zahnflussdichte $B_{max}$	1,65 T	1,75 T
Luftspaltbreite $\delta$	0,3 mm	Zahnbreite $b_z$	9 mm	16,6 mm
Nutzahl Stator	24	Spulenwindungszahl $w_{Sp}$	154	20
Nutzahl Rotor	10	Stromdichte $S$	6 A/mm <sup>2</sup>	6 A/mm <sup>2</sup>

Tabelle 5.6: Auslegungsdaten der betrachteten Beispielmaschine mit einer Rotorwicklung  $m = 5$  und  $q = 1/4$

aus Tabelle 5.5 zu erwarten ist, lässt sich für beide Schaltungen kein asynchrones Drehmoment, hervorgerufen durch die Feldwelle der statorseitigen Ordnungszahl  $\nu = (-)5$ , erkennen. Bei beiden Rotorschaltungen ist ein stärkerer synchroner Drehmomentsattel bei der Drehzahl  $-n_s/5$  zu sehen. Dieser Drehmomentsattel lässt sich durch die Ordnungszahlen  $\nu = (-)22$  und  $\mu = 22$  bzw. auf die statorseitige Urwicklung bezogen  $\nu = (-)11$  und  $\mu = 11$  erklären. Das zu erwartende Synchronmoment, hervorgerufen durch die sich zeitlich ändernde Flussdichteverteilung der Ordnungszahlen  $\nu = 38$  und  $\mu = (-)38$ , bei der Drehzahl  $n_s/10$ , fällt sehr schwach aus. Das asynchrone Drehmoment mit seiner Synchrondrehzahl von  $n_s/7$  ist von seiner Wirkung auf den resultierenden Drehmomentverlauf kaum erkennbar. Dieses asynchrone Drehmoment wird von der 28-poligen Feldwelle erzeugt. Betrachtet man noch einmal Tabelle 4.3, so ist hier für den 28-poligen Wicklungsaufbau ( $p = 14$ ) mit 5 Nuten zu erkennen, dass der Wicklungsfaktor für diese Ordnungszahl 0,588 beträgt und die Oberwellenstreuung einen Wert von 222,9 erreicht. Dieser hohe Wert der Oberwellenstreuung lässt darauf schließen, dass dieses Oberwellenmoment einen kaum nennenswerten Einfluss auf das resultierende Drehmoment nehmen wird. Genau dies lässt sich mithilfe der FEM-Simulation aus Abbildung 5.14 für beide Rotorschaltungen auch so feststellen.

Vergleicht man die Drehmoment-Drehzahlkennlinie des Aufbaus  $q = 1/4$  aus Abbildung 5.14 mit denen aus Abbildung 5.5 und 5.10, so lässt sich zunächst das geringere Kippmoment feststellen. Wie bereits im Kapitel 2.6 herausgearbeitet, nimmt mit zunehmender Oberwellenstreuung das Kippmoment ab. Ausgehend von den bisher betrachteten Beispielauslegungen, besitzt dieser Aufbau mit  $q = 1/4$  die größte Oberwellenstreuung im Rotoraufbau und zugleich das geringste Kippmoment von  $M_{K,p} = 7 Nm$ . Mit dem

## 5. Maschinenvergleich

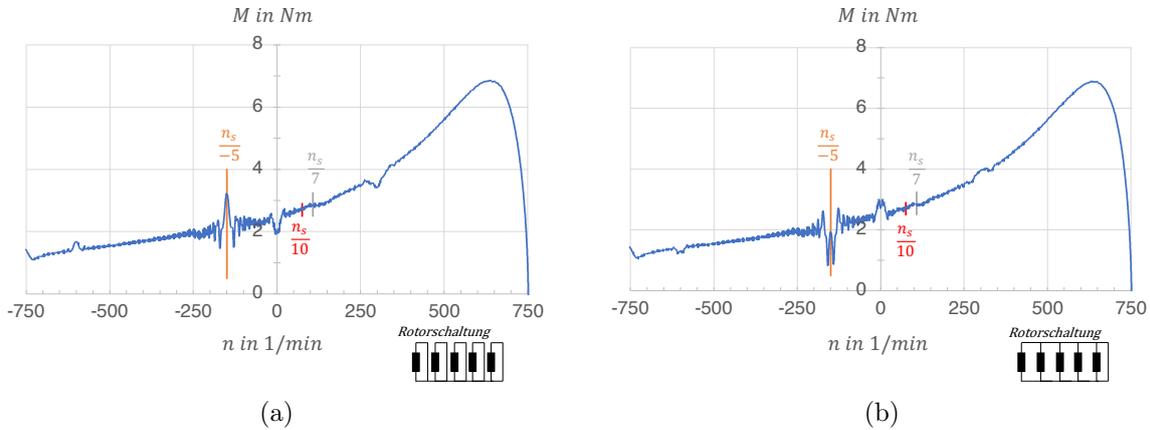


Abbildung 5.14: Simulationsergebnisse der transienten Drehmomentberechnung für a) kurzgeschlossene Zahnspule und b) geschaltete Zahnspulenwicklung  $m = 5$  und  $q = 1/4$

Anstieg der Oberwellenstreuung geht aber auch ein höherer Wicklungsfaktor der Rotorwicklung einher. Der größer werdende Wicklungsfaktor macht sich bei diesem Aufbau noch einmal deutlich im Rotorwiderstandswert und der damit korrespondierenden Steilheit der Drehmoment-Drehzahlkennlinie im Bereich der Kippmomentdrehzahl bis zur Synchrondrehzahl bemerkbar.

Betrachtet man die Drehmomentwelligkeit für die beiden Schaltungsarten des Rotors aus Abbildung 5.15, so fällt auf, dass diese sich kaum unterscheiden. Wie bereits angesprochen, kann bei diesem Rotoraufbau die statorseitig am stärksten vorhandene Feldwelle mit der Ordnungszahl  $\nu = (-)5$ , bzw.  $\nu = (-)10$ , bezogen auf zwei Urwicklungen des Stators, im Zusammenwirken mit dem kurzgeschlossenen und dem geschalteten Wicklungsaufbau im Rotor kein zusätzliches Drehmoment erzeugen. Dies macht sich auch in der Drehmomentwelligkeit bemerkbar. Ausgehend vom ungeschrägten Rotoraufbau beträgt der Mittelwert des erzeugten Drehmoments für beide Rotorschaltungen den fast identischen Wert. Auch die Drehmomentwelligkeit unterscheidet sich mit ca.  $\pm 39\%$  bezogen auf den Drehmomentmittelwert kaum voneinander. Wird der Rotoraufbau wieder mit einer Schrägung von  $7^\circ$  aufgebaut, so kann die Drehmomentwelligkeit bezogen auf den Mittelwert für beide Rotorschaltungen auf  $\pm 12\%$  deutlich reduziert werden. Somit können bei dieser Rotorwicklung die Vorteile des geschalteten Rotoraufbaus mithilfe des mechanisch deutlich einfacheren kurzgeschlossenen Rotoraufbaus erzielt werden, wie es beim Rotoraufbau mit  $q = 1/2$  bereits zu sehen ist.

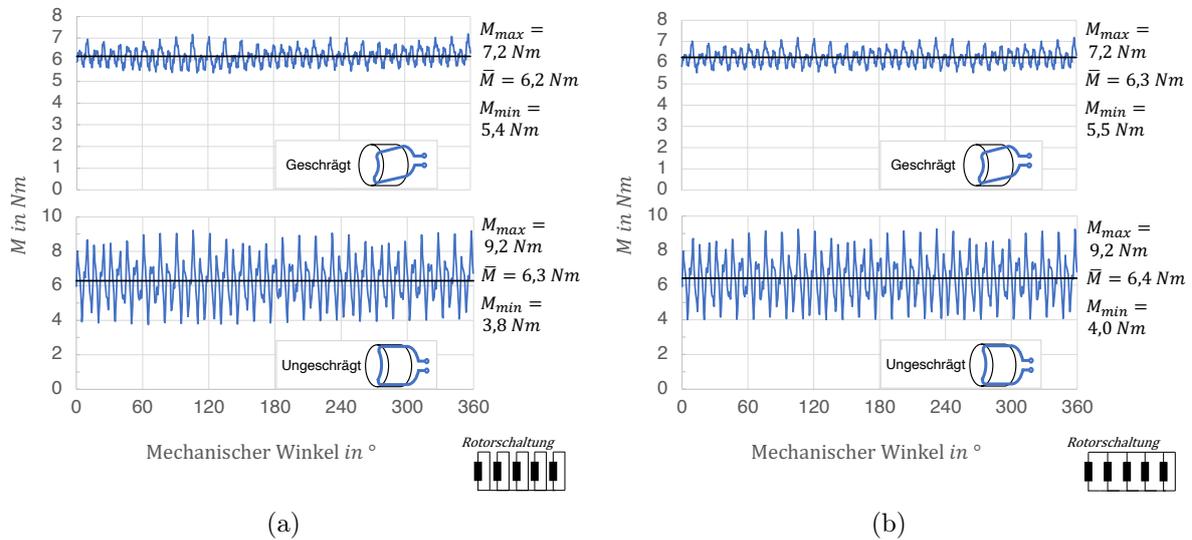


Abbildung 5.15: Vergleich des simulierten Drehmomentverlaufs bei geschrägtem und ungeschrägtem Rotoraufbau a) kurzgeschlossene Zahnspule und b) geschaltete Zahnspulenwicklung  $m = 5$  und  $q = 1/4$

## 5.3 7-phasiger Rotoraufbau

Wie bereits im Kapitel 4.3.2 angesprochen, stellt ein zahnspulenbewickelter 7-phasiger Rotor eine sinnvolle Kombinationsmöglichkeit für eine 3-phasige Zahnspulenwicklung im Stator dar. Neben der Beeinflussung der statorseitigen Oberwellen bietet die Erhöhung der Phasenanzahl, im Rotor auch die Möglichkeit die Oberwellenstreuung des Wicklungsaufbaus zu reduzieren. Dies lässt sich sehr anschaulich mithilfe des Strombelags erläutern. Erhöht man die Phasenanzahl erhöht sich bei einem symmetrischen Wicklungsaufbau auch die Anzahl der Nuten pro Urwicklung. Durch die höhere Anzahl an Nuten lässt sich der Strombelag feiner verteilen und die hindurch resultierende Durchflutungsverteilung wird sinusförmiger. Im Folgenden werden drei 7-phasige Zahnspulenwicklungen auf der Rotorseite näher betrachtet und mit dem besprochenen 5-phasigen Aufbau verglichen.

### 5.3.1 Lochzahl $q=1$

Ausgehend von der Tabelle 4.5 bietet sich auch für den 7-phasigen Rotoraufbau zunächst der Blick auf den zweipoligen Aufbau mit einer Nutzahl von  $N = 14$  und einer resultierenden Lochzahl von  $q = 1$  an. Positiv festzuhalten ist, dass die Oberwellenstreuung mit  $\sigma_d = 0,017$  einen sehr geringen Wert erreicht. Wirft man nun den Blick

## 5. Maschinenvergleich

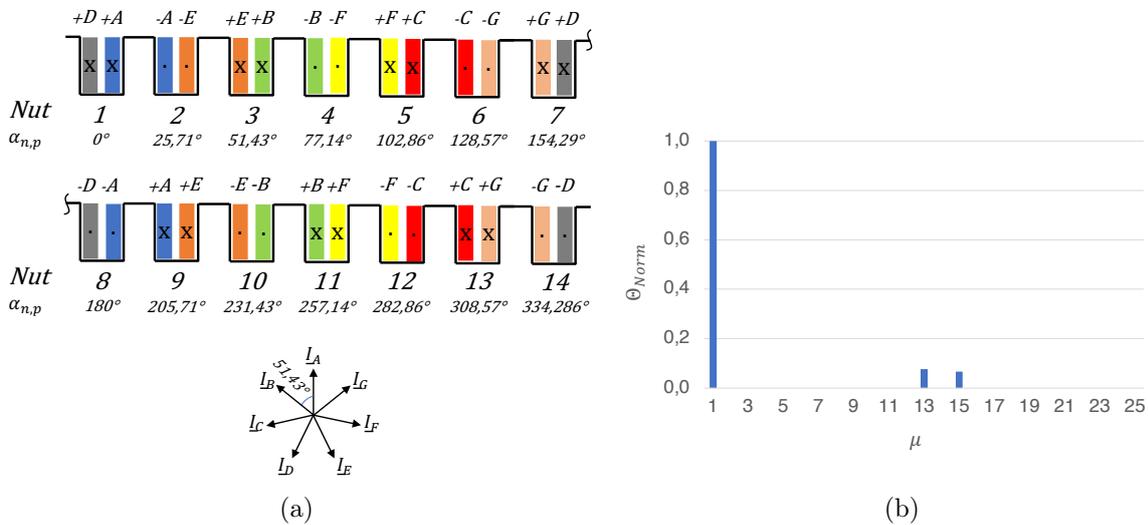


Abbildung 5.16: a) Nutbelegung einer Urwicklung  $m = 7$  und  $q = 1$  b) Normierte Darstellung der Fourier-Analyse der Durchflutungsverteilung einer Urwicklung

auf den Wicklungsfaktor, so resultiert für den Wicklungsfaktor der Grundharmonischen ein sehr geringer Wert von  $k_{w,p} = 0,223$ . Dieser geringe Wert des Wicklungsfaktors lässt bereits hier erahnen, dass der Rotorwiderstand einen höheren Wert erreicht und somit die Drehmoment-Drehzahlkennlinie deutlich flacher verlaufen wird, im Vergleich zu den bisher betrachteten Beispielauslegungen. Ausgehend von einer konstanten Spannung in der Rotorwicklung, steigt die Windungszahl bei einem derartig geringen Wicklungsfaktor deutlich an. Diese stark steigende Spulenwindungszahl muss in der Nut mit ihrem Platzbedarf auch untergebracht werden können. Bei dem hier betrachteten Rotordurchmesser und einem derart geringen Wicklungsfaktor, stößt man an die Grenze des technisch noch realisierbaren Unterbringens der anvisierten Spulenwindungszahl. In der Abbildung 5.16 a) ist der Nutbelegungsplan einer Urwicklung zu sehen. Ausgehend von der zweiten Symmetriebedingung beim Wicklungsaufbau, ist in dieser Abbildung auch wieder der Nutwinkel der Grundharmonischen und die der jeweiligen Nut zugeordnete Phase angegeben. Mithilfe der Gleichung 2.19 und der Fourier-Analyse dieser Durchflutungsverteilung lässt sich die Abbildung 5.16 b) bestimmen. Auch hier spiegelt sich die sehr kleine Oberwellenstreuung anhand der geringen Durchflutungsamplituden der höheren Harmonischen wieder. Aufgrund des 'üblichen' Wicklungsaufbau, eine Spule pro Phase und Pol, sind in diesem Wicklungsaufbaus nur ungeradzahlige harmonische Ordnungszahlen zu erwarten und auch in der Abbildung 5.16 b) so wiederzufinden. Um auch bei diesem Wicklungsaufbau eine Aussage bezüglich der Drehrichtung der

## 5. Maschinenvergleich

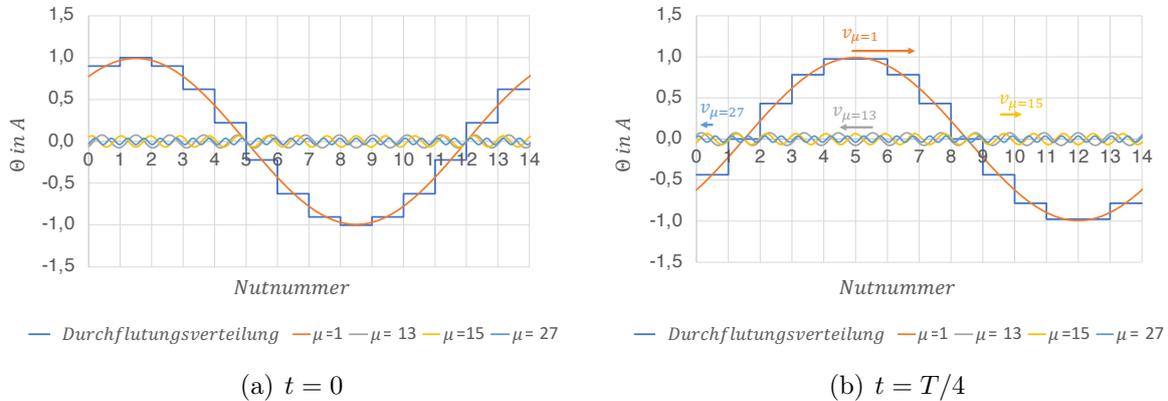


Abbildung 5.17: Fourier-Analyse zu zwei unterschiedlichen Zeitpunkten der resultierenden Durchflutungsverteilung des Wicklungsaufbaus  $q = 1$  aus Abbildung 5.16 a)

harmonischen Anteile zu erhalten, wird die Fourier-Analyse wieder zu zwei unterschiedlichen Zeitpunkten durchgeführt. Die Ergebnisse sind in der Abbildung 5.17 zu sehen. Es ergeben sich die folgenden rotorseitigen Ordnungszahlen  $\mu = \dots, (-)41, (-)27, (-)13, 1, 15, 29, 43, \dots$  für diesen Wicklungsaufbau.

Mithilfe des Stator- und Rotorgrundstrombelags lässt sich wieder die Tabelle 5.7 bestimmen. Ausgehend vom geschalteten Rotoraufbau und der Tabelle 4.5 ist zu erwarten, dass die statorseitig vorhandene Feldwelle der Ordnungszahl  $\nu = 7$  und ihre ganzen Vielfachen keinen Einfluss auf das resultierende Drehmoment nehmen können. Die rotorseitigen Ordnungszahlen  $\mu = 15$  und  $\mu = (-)27$  können aufgrund der Sternschaltung der Statorwicklung keine Ströme im Stator treiben. Anders ausgedrückt ist der Wicklungsfaktor z. B. für die 30-polige Harmonische ( $\mu = 15$ ) laut Tabelle 4.1 Null. Die auf beiden Wicklungsseiten vorhandene 26-polige und 58-polige Flussdichteverteilung deuten auf synchrone Drehmomentsattel hin. Für den kurzgeschlossen Rotoraufbau gelten zunächst die gleichen Überlegungen mit der Ausnahme, dass die statorseitige Feldwelle der Ordnungszahl  $\nu = 7$  nun auch ein resultierendes asynchrones Drehmoment, im Zusammenspiel mit dem Rotor, erzeugen kann. Die durch den Statorwicklungsaufbau stark ausgeprägte Feldwelle mit der Ordnungszahl  $\nu = (-)5$  kann einen Strom in beiden Rotorschaltungen treiben und somit auch ein resultierendes asynchrones Drehmoment erzeugen.

## 5. Maschinenvergleich

Stator	Rotor	Rotorschaltung	
		Geschaltete Zahnspulen	Kurzgeschlossene Zahnspule
$\nu$	$\mu$		
1	1	$M_{asyn,p}$	$M_{asyn,p}$
(-)5		$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
7		-	$M_{asyn}$
(-)11		$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
13	(-)13	$M_{syn}$ bei $n_s/7$	$M_{syn}$ bei $n_s/7$
	15		
(-)17		$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
19		$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
(-)23		$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
25		$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
	(-)27		
(-)29	29	$M_{syn}$ bei $-n_s/14$	$M_{syn}$ bei $-n_s/14$

Tabelle 5.7: Übersicht der resultierenden Ordnungszahlen und der zu erwartenden Drehmomente

### FEM Analyse

Auch für diese Beispielauslegung wird mithilfe der analytischen Maschinendimensionierung ein FEM-Modell erstellt und durchgerechnet. Um auch eine gute Vergleichbarkeit beim 7-phasigen Aufbau zu bewahren, wurden die Auslegungswerte aus dem 5-phasigen Aufbau übernommen. Die Eckdaten für diesen Wicklungsaufbau sind in der Tabelle 5.8 zusammengefasst.

Maschinendaten	Wicklungsdaten			
			Stator	Rotor
Bemessungsleistung $P_n$	500 W	Lochzahl $q$	1	1
Polpaarzahl $p$	4	Oberwellenstreuung $\sigma_d$	0,096	0,017
Aktivteillänge $l_{Fe}$	70 mm	Wicklungsfaktor $k_w$	0,5	0,223
Statoraußendurchmesser $D_s$	220 mm	Luftspaltflussdichte $B_m$	0,52 T	
Rotoraußendurchmesser $D_r$	120 mm	Zahnflussdichte $B_{max}$	1,65 T	1,75 T
Luftspaltbreite $\delta$	0,3 mm	Zahnbreite $b_z$	9 mm	3 mm
Nutzahl Stator	24	Spulenwindungszahl $w_{Sp}$	145	21
Nutzahl Rotor	56	Stromdichte $S$	6 A/mm <sup>2</sup>	6 A/mm <sup>2</sup>

Tabelle 5.8: Auslegungsdaten der betrachteten Beispielmaschine mit einer Rotorwicklung  $m = 7$  und  $q = 1$

In der Abbildung 5.18 sind die Drehmomentverläufe für beide Rotorschaltungen über

## 5. Maschinenvergleich

die Drehzahl im Bereich von der negativen bis zur positiven Synchrondrehzahl aufgetragen. Beim kurzgeschlossenen Rotoraufbau Abbildung 5.18 a) sind die zu erwartenden asynchronen Drehmomente im Bereich der Drehzahl  $n = -n_s/5$  und  $n = n_s/7$  deutlich zu erkennen. Im geschalteten Rotoraufbau Abbildung 5.18 b) ist, wie zu erwarten, kein asynchrones Drehmoment ausgehend von der Ordnungszahl  $\nu = 7$  festzustellen. Ein synchrones Drehmoment ist in beiden Schaltungsarten bei einer Drehzahl von  $n = -n_s/14$  herrührend von der Ordnungszahl  $\nu = 13$  und  $\mu = (-)13$  sowie ein weiterer Sattel bei einer Drehzahl von  $n = n_s/7$  ausgehend von der Ordnungszahl  $\nu = (-)29$  und  $\mu = 29$  gut zu erkennen. Wirft man den Blick noch einmal auf das asynchrone Drehmoment, hervorgerufen durch die statorseitige Feldwelle mit der Ordnungszahl  $\nu = (-)5$ , so sieht man in der Abbildung 5.18 b), dass dieses Drehmoment einen nicht unerheblichen Wert erreicht. Ausgehend von Tabelle 5.8 ist dies auch so vorausszusehen. Die gewählte Rotorwicklung besitzt, ausgehend von der 10-poligen Oberwelle, einen hohen Wicklungsfaktor von  $k_{w,5} = 0,901$  und eine kleine Oberwellenstreuung von  $\sigma_d = 0,547$ , somit ist ihr Einfluss auf das resultierende Drehmoment nicht zu unterschätzen.

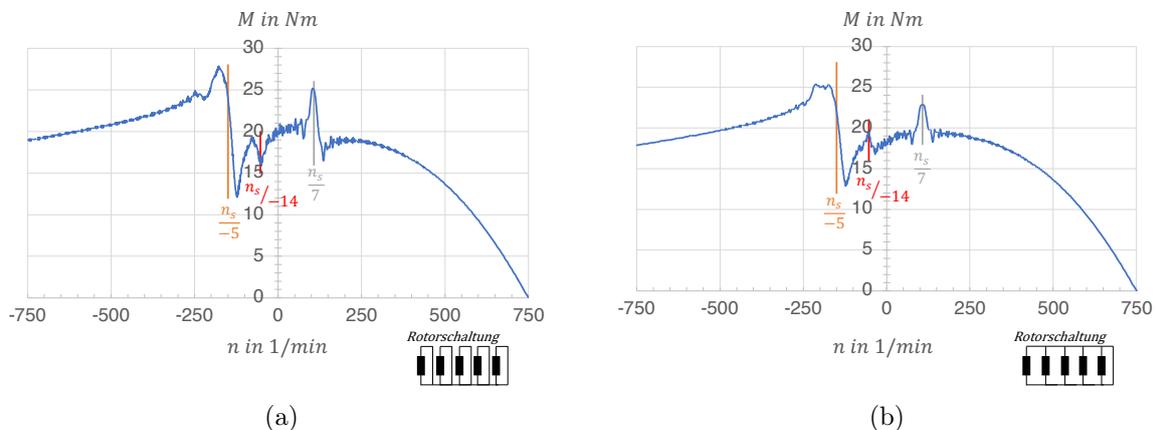


Abbildung 5.18: Simulationsergebnisse der transienten Drehmomentberechnung für a) kurzgeschlossene Zahnspule und b) geschaltete Zahnspulenwicklung  $m = 7$  und  $q = 1$

In der Abbildung 5.18 ist auch, wie bereits an anderer Stelle angesprochen, der sinkende Wicklungsfaktor der Rotorwicklung gut zu erkennen. Vergleicht man die Abbildungen 5.5 und 5.18 miteinander, so wandert das Kippmoment der Arbeitswelle für den 7-phasigen Rotoraufbau deutlich zu kleineren Drehzahlen bzw. größer werdenden Schlupfwerten hin. Bei gleichbleibenden Auslegungsparametern erhöht sich der Rotorwiderstand des 7-phasigen Wicklungsaufbaus und die Drehmoment-Drehzahlkennlinie flacht weiter ab.

## 5. Maschinenvergleich

Vergleicht man die Windungszahl pro Urwicklung der Rotorseite so beträgt diese beim Aufbau mit  $m = 5$  und  $q = 1$ , 30 Windungen und beim hier betrachteten Aufbau bereits 42 Windungen. Somit lässt sich der Anstieg des Widerstandes über das Verhältnis der beiden Wicklungsfaktoren bestimmen. Dieser Zusammenhang ist in den Abbildungen 5.18 auch widergespiegelt, bei einer Drehzahl von  $n = 700 \text{ min}^{-1}$  wird nur ein Drehmomentmittelwert von  $\bar{M} = 3,3 \text{ Nm}$  erreicht. Dieser Mittelwert liegt deutlich unterhalb des gewünschten Nennmoments. So erreicht dieser Aufbau erst bei einer Drehzahl von ca.  $n = 650 \text{ min}^{-1}$  das Nennmoment. Aufgrund des hierdurch steigenden Schlupfwertes erhöhen sich aber auch die Stromwärmeverluste im Rotor.

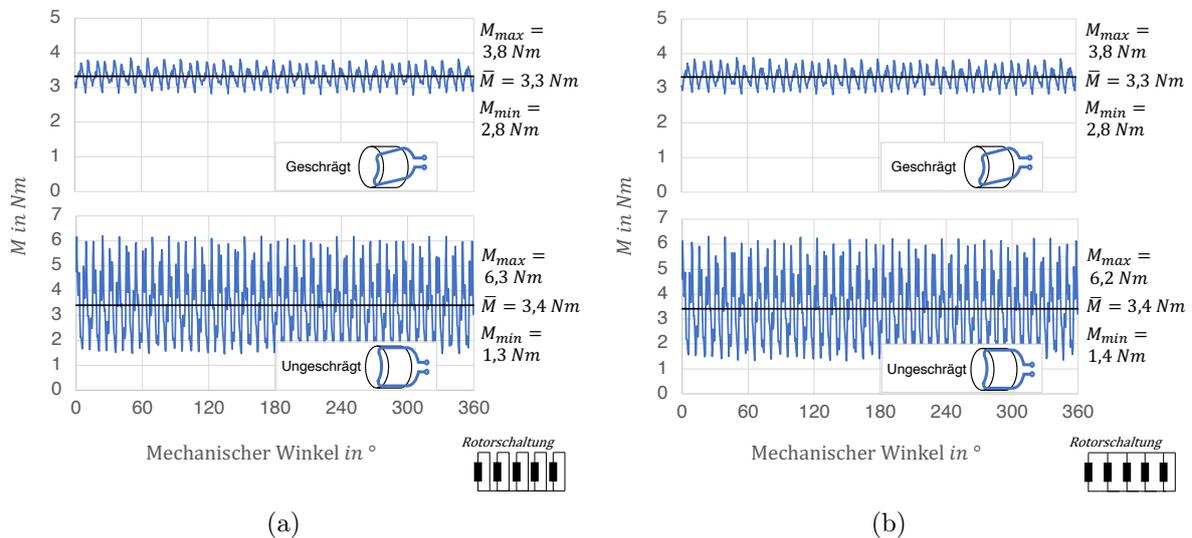


Abbildung 5.19: Vergleich des simulierten Drehmomentverlaufs bei geschrägtem und ungeschrägtem Rotoraufbau a) kurzgeschlossene Zahnspule und b) geschaltet Zahnspulenwicklung  $m = 7$  und  $q = 1$

In der Abbildung 5.18 wird der Blick noch einmal auf die Drehmomentwelligkeit der beiden Rotorschaltungen sowie der Unterscheidung geschrägter- und ungeschrägter Rotor geworfen. Es fällt auf, dass die Drehmomentwelligkeit beider Rotorschaltungen sich nur sehr geringfügig unterscheiden. Diese Erkenntnis lässt sich auch mithilfe der resultierenden Oberwellen abschätzen, im Zusammenspiel mit beiden Rotorschaltungen kann die starke vorhandene Feldwelle mit der Ordnungszahl  $\nu = -5$  ein zusätzliches Drehmoment erzeugen. Die schwächere Feldwelle mit der Ordnungszahl  $\nu = 7$  kann im geschalteten Wicklungsaufbau kein zusätzliches Drehmoment erzeugen. Der Einfluss der höheren Ordnungszahlen kann auch hier wieder mithilfe der Rotorschrägung bekämpft werden. Ausgehend von einem Schrägungswinkel von  $\gamma_s = 7^\circ$  kann für beide Rotorschaltungen

tungen eine Drehmomentwelligkeit von ca.  $\pm 14\%$  bezogen auf  $\bar{M}$  erreicht werden. Beim Vergleich des 5- und 7-phasigen Rotorraufbaus mit einer Lochzahl von  $q = 1$  lässt sich folgendes Fazit generell festhalten: Aufgrund der geringen Oberwellenstreuung für diese beiden Wicklungsauslegungen wird ein hohes Kippmoment erreicht. Der geringe Wicklungsfaktor lässt jedoch die Drehmoment-Drehzahlkennlinie deutlich abflachen, was wiederum die Rotorverluste im gewünschten Betriebspunkt erhöht.

### 5.3.2 Lochzahl $q=1/2$

Einen weiteren vielversprechenden Aufbau liefert die zweipolige Wicklung, welche über sieben Nuten realisiert werden kann, siehe Tabelle 4.5. Dieser Aufbau bietet einen brauchbaren Wicklungsfaktor von  $k_{w,p} = 0,433$  sowie eine geringe Oberwellenstreuung von  $\sigma_d = 0,07$ . Somit kann im Vergleich zum Wicklungsaufbau mit  $q = 1$  von einer steileren Drehmoment-Drehzahlkennlinie und einem immer noch hohen Kippmoment der Maschine ausgegangen werden. In der Abbildung 5.20 a) ist der Wicklungsaufbau über die sieben Nuten sowie die resultierenden Ordnungszahlen dieses Wicklungsaufbaus dargestellt. Dieser Wicklungsaufbau beinhaltet resultierende ungerad- und geradzahlige Ordnungszahlen, siehe Abbildung 5.20 b).

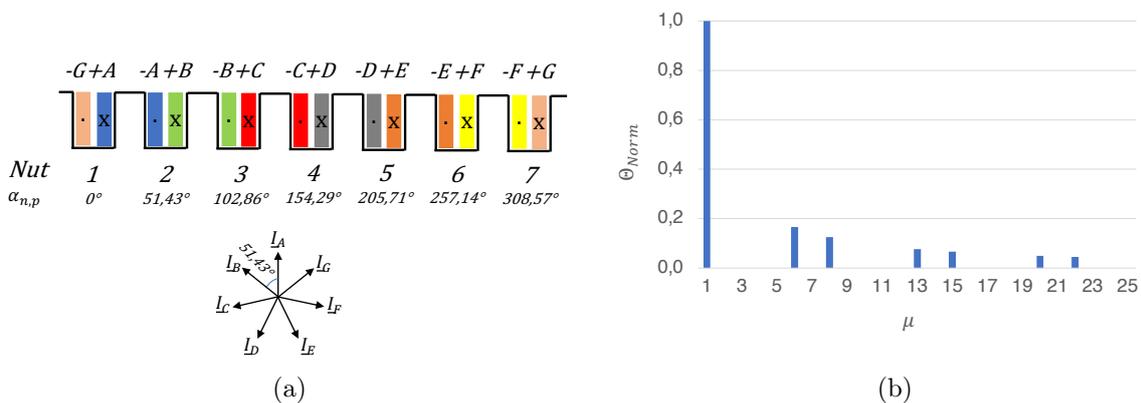


Abbildung 5.20: a) Nutbelegung einer Urwicklung  $q = 1/2$  b) Normierte Darstellung der Fourier-Analyse der resultierenden Durchflutungsverteilung einer Urwicklung

Die Grundharmonische sowie die drei von ihrer Amplitude am stärksten vorhandenen höheren Harmonischen der Durchflutungsverteilung, sind in der Abbildung 5.21 zu erkennen. Die weitere Analyse dieses Wicklungsaufbaus liefert die folgenden resultierenden Ordnungszahlen  $\mu = \dots, (-)20, (-)13, (-)6, 1, 8, 15, 22, \dots$

## 5. Maschinenvergleich

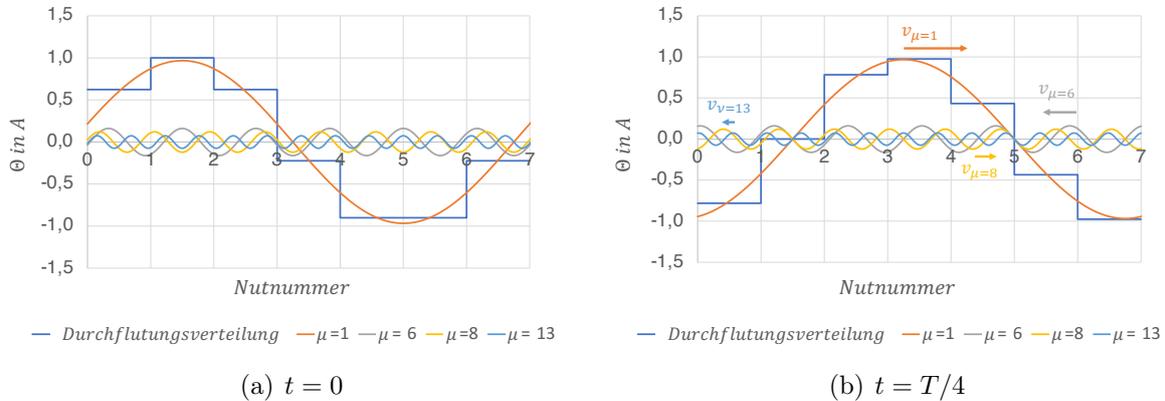


Abbildung 5.21: Fourier-Analyse zu zwei unterschiedlichen Zeitpunkten der resultierenden Durchflutungsverteilung des Wicklungsaufbaus  $q = 1/2$  aus Abbildung 5.20 a)

Auch für diesen Wicklungsaufbau kann eine generelle Übersicht der zu erwartenden Drehmomente im störenden und nützlichen Sinne mittels der resultierenden Ordnungszahlen durchgeführt werden. Die Tabelle 5.9 liefert hierzu eine Übersicht. Ausgehend von der stator- und rotorseitigen Urwicklung symbolisiert die Ordnungszahl  $\nu = \mu = p = 1$  das nutzbringende Drehmoment. Betrachtet man weiter die durch drei ganzzahlig teilbaren Ordnungszahlen der Rotorseite, welche zugleich Nutharmonische darstellen, so können diese keine Wechselwirkung mit der 3-phasigen in Stern geschalteten Statorwicklung ausüben (z.B.  $\mu = \dots(-)27, (-)6, 15, 36\dots$ ). Die statorseitige Ordnungszahl  $\nu = (-)5$  und ihre resultierende Feldwelle kann in Wechselwirkung mit beiden Rotorschaltungen ein asynchrones Drehmoment erzeugen. Die Feldwelle der Ordnungszahl  $\nu = 7$  kann in beiden Rotorschaltungen zu keinem zusätzlichen Drehmoment führen. Zusätzliche synchrone Drehmomentsattel sind durch das Zusammenwirken der Ordnungszahlen  $\nu = 13$  und  $\mu = (-)13$  sowie  $\nu = (-)29$  und  $\mu = 29$  für diesen Wicklungsaufbau zu erwarten.

### FEM Analyse

In der Tabelle 5.10 sind die wichtigsten Eckparameter zur Auslegung der Beispielmachine mit einem 7-phasigen Rotoraufbau und einer Lochzahl von  $q = 1/2$  zusammengefasst. In der Abbildung 5.22 ist die simulierte Drehmoment-Drehzahlkennlinie für beide Rotorschaltungen zu erkennen. Wie analytisch vorausberechnet, siehe Tabelle 5.9, ist ausgehend von der statorseitigen Feldwelle der Ordnungszahl  $\nu = 7$  keine asynchrone Drehmomententwicklung für beide Rotorschaltungen zu sehen. Ein sichtbares asynchrones Dreh-

Stator	Rotor	Rotorschaltung	
		Geschaltete Zahnspulen	Kurzgeschlossene Zahnspule
1	1	$M_{asyn,p}$	$M_{asyn,p}$
(-)5	(-)6	$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
7	8	-	-
(-)11		$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
13	(-)13	$M_{syn}$ bei $n_s/7$	$M_{syn}$ bei $n_s/7$
(-)17	15	$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
19		$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
(-)23	(-)20		
25	22	$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
(-)29	(-)27		
	29	$M_{syn}$ bei $-n_s/14$	$M_{syn}$ bei $-n_s/14$

Tabelle 5.9: Übersicht der resultierenden Ordnungszahlen und der zu erwartenden Drehmomente

moment herrührend von der statorseitigen Feldwelle der Ordnungszahl  $\nu = (-)5$  ist, wie zu erwarten, bei beiden Rotoraufbauten wahrzunehmen. Ausgehend von der geschalteten Rotorwicklung ist mithilfe der Tabelle 4.5 ein Wicklungsfaktor von  $k_{w,5} = 0,782$  und eine Oberwellenstreuung von  $\sigma_d = 7,231$  für die zehnpolige Oberwelle zu erkennen. Die zu erwartenden synchronen Drehmomentsattel sind auch für beide Schaltungsarten in den Abbildungen 5.22 gut sichtbar. Wie zu erwarten, ist das von der Oberwelle mit der Ordnungszahl  $\nu = 13$  und  $\mu = (-)13$  ausgehende synchrone Drehmoment deutlicher wahrnehmbar in seiner Wirkung ( $n = n_s/7$ ) auf die Drehmoment-Drehzahlkennlinie. Ausgehend von den bisherigen Wicklungsanalyse beider Seiten, kann auch hier wieder eine Abschätzung zur Drehmomentwelligkeit erfolgen. Diese Abschätzung wird mittels der FEM-Simulation validiert. In der Abbildung 5.23 a) ist der simulierte Drehmomentverlauf des kurzgeschlossenen Rotoraufbaus über eine Rotorumdrehung aufgetragen. In der Abbildung 5.23 b) sind die Ergebnisse für den geschalteten Rotoraufbau dokumentiert. Auch hier wird innerhalb der Abbildungen noch einmal zwischen einem ge- und ungeschrägten Rotor unterschieden. Als Bezugsdrehzahl für die Simulation wird wie in den anderen Betrachtung  $n = 700 \text{ min}^{-1}$  und für die Schrägung ein Winkel von  $\gamma_s = 7^\circ$  gewählt. Vergleicht man zunächst den Drehmomentmittelwert mit dem aus der Abbildung

## 5. Maschinenvergleich

Maschinendaten		Wicklungsdaten		
			Stator	Rotor
Bemessungsleistung $P_n$	500 W	Lochzahl $q$	1	1/2
Polpaarzahl $p$	4	Oberwellenstreuung $\sigma_d$	0,096	0,07
Aktivteillänge $l_{Fe}$	70 mm	Wicklungsfaktor $k_w$	0,5	0,433
Statoraußendurchmesser $D_s$	220 mm	Luftspaltflussdichte $B_m$	0,52 T	
Rotoraußendurchmesser $D_r$	120 mm	Zahnflussdichte $B_{max}$	1,65 T	1,75 T
Luftspaltbreite $\delta$	0,3 mm	Zahnbreite $b_z$	9 mm	8,3 mm
Nutzahl Stator	24	Spulenwindungszahl $w_{Sp}$	145	16
Nutzahl Rotor	28	Stromdichte $S$	6 A/mm <sup>2</sup>	6 A/mm <sup>2</sup>

Tabelle 5.10: Auslegungsdaten der betrachteten Beispielmachine mit einer Rotorwicklung  $m = 7$  und  $q = 1/2$

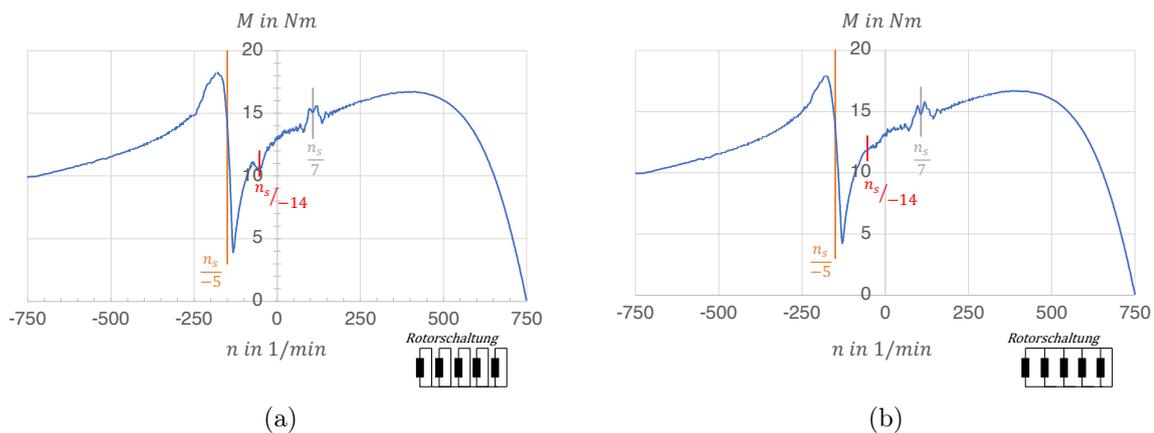


Abbildung 5.22: Simulationsergebnisse der transienten Drehmomentberechnung für a) kurzgeschlossene Zahnspule und b) geschaltete Zahnspulenwicklung  $m = 7$  und  $q = 1/2$

5.11 des 5-phasigen Rotoraufbaus, so sieht man hier noch einmal das Resultat des sich verschlechternden Wicklungsfaktor des 7-phasigen Rotoraufbaus. Der durch den sinkenden Wicklungsfaktor ansteigende Rotorwiderstand sorgt bei gleichbleibender Rotordrehzahl für einen geringeren Wert des resultierenden Drehmomentmittelwerts. Mithilfe der Tabelle 5.9 kann man bereits abschätzen, dass es bei dieser Maschinenauslegung keine gravierenden Unterschiede in der Drehmomentwelligkeit bezüglich der Schaltungsart des Rotors gibt. Der Einfluss der starken statorseitigen Feldwelle der Ordnungszahl  $\nu = (-)5$  kann mittels der hohen Oberwellenstreuung des Rotors für diese Polpaarzahl als gering betrachtet werden. Die Feldwelle der Ordnungszahl  $\nu = 7$  kann im Zusammenwirken mit den beiden Rotorschaltungen kein zusätzlich störendes Drehmoment erzeugen. Da-

## 5. Maschinenvergleich

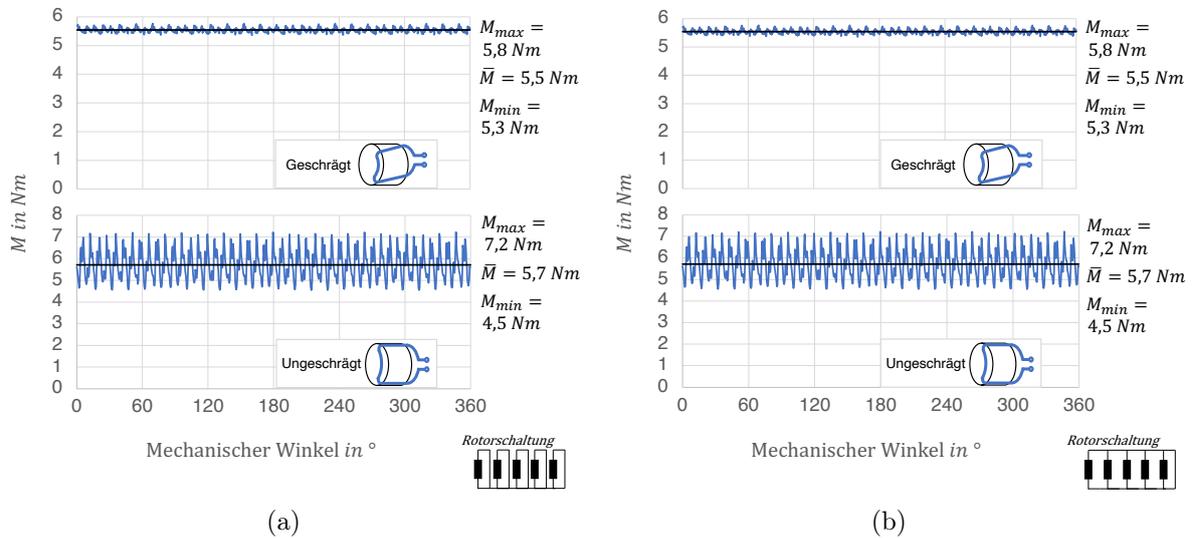


Abbildung 5.23: Vergleich des simulierten Drehmomentverlaufs bei geschrägtem und ungeschrägtem Rotoraufbau a) kurzgeschlossene Zahnspule und b) geschaltete Zahnspulenwicklung  $m = 7$  und  $q = 1/2$

her ist mit einer geringeren Drehmomentwelligkeit des 7-phasigen Aufbaus im Vergleich zum 5-phasigen Rotoraufbau zu rechnen. Diese Überlegungen decken sich auch mit den Ergebnissen der FEM-Simulation. Die beiden Simulationsergebnisse des ungeschrägten Rotors sind nahezu deckungsgleich. Im Vergleich zum 5-phasigen Wicklungsaufbau erreicht die 7-phasige Rotorwicklung eine geringe Drehmomentwelligkeit von ca.  $\pm 25\%$ , bezogen auf den Drehmomentmittelwert. Mithilfe der Schrägung lassen sich die Drehmomentschwankungen auf einen guten Wert von ca.  $\pm 5\%$  reduzieren.

### 5.3.3 Lochzahl $q=1/4$

Einen sehr interessanten Rotorwicklungsaufbau stellt die Kombination aus einer Nutzahl von  $N_r = 14$  und einer Polpaarzahl von  $p = 4$  dar. Der Wicklungsfaktor der Grundharmonischen erreicht bei diesem Aufbau einen Wert von  $k_{w,p} = 0,782$ . Im direkten Vergleich mit dem 5-phasigen Wicklungsaufbau gleicher Lochzahl sinkt dieser zunächst um ca. 18 Prozent. Betrachtet man nun die sich ergebende Oberwellenstreuung für den 7-phasigen Wicklungsaufbau so erreicht diese einen Wert von  $\sigma_d = 0,317$ . Dies stellt eine Reduzierung der Oberwellenstreuung von fast 60 Prozent im Vergleich zum 5-phasigen Rotoraufbau mit der gleichen Lochzahl dar. Somit ist für diesen Rotorwicklungsaufbau mit einer weiteren Reduzierung der Drehmomentwelligkeit sowie einem ansteigenden Kippmoment im Vergleich zum 5-phasigen Rotoraufbau zu rechnen. Im

## 5. Maschinenvergleich

Zuge des etwas geringeren Wicklungsfaktors des 7-phasigen Aufbaus ist aber auch eine leicht abgeflachtere Drehmoment-Drehzahlkennlinie zum 5-phasigen Rotoraufbau zu erwarten.

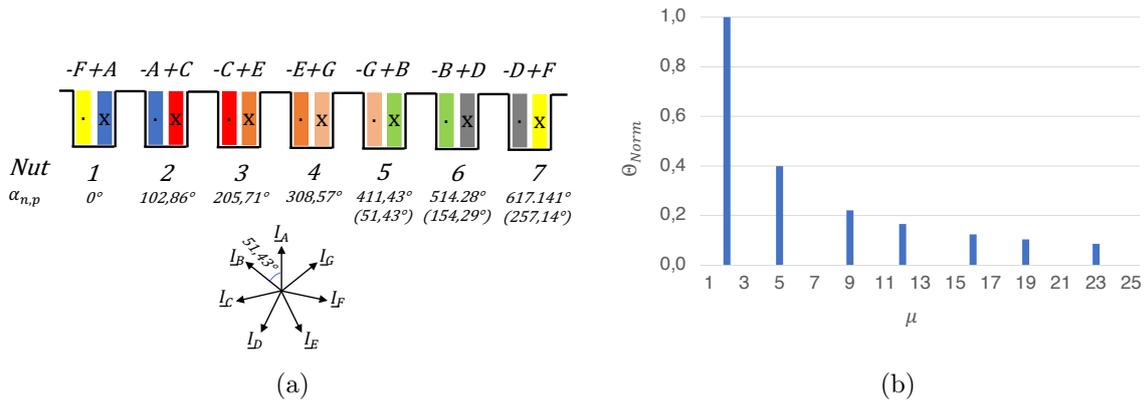


Abbildung 5.24: a) Nutbelegung einer Urwicklung  $q = 1/4$  b) Normierte Darstellung der Fourier-Analyse der resultierenden Durchflutungsverteilung einer Urwicklung

In der Abbildung 5.24 a) ist der Nutbelegungsplan für den hier näher betrachteten Rotoraufbau zu sehen. In der Abbildung 5.24 b) sind die resultierenden Ordnungszahlen erkennbar. Wie bereits beim 5-phasigen Wicklungsaufbau mit der gleichen Lochzahl ist auch hier zu erkennen, dass diese Urwicklung die Ordnungszahl  $\mu = 2$  als Grundharmonische heranzieht und somit eine vierpolige Flussdichteverteilung aufgebaut wird. Mithilfe der Ergebnisse aus der Abbildung 5.25 lassen sich neben den bereits bekannten Ordnungszahlen auch anhand des Vorzeichens die Drehrichtung der resultierenden Grund- und Oberwellen bestimmen. Die folgenden resultierenden Ordnungszahlen ergeben sich somit für diesen Wicklungsaufbau  $\mu = \dots, (-)19, (-)12, (-)5, 2, 9, 16, 23, \dots$ . Ausgehend von einem in Stern geschalteten 3-phasigem Statoraufbau und der Tabelle 4.1 können die durch drei teilbaren Ordnungszahlen und ihre Feldwellen der Rotorwicklung keine Ströme in der Statorwicklung erzeugen wie z.B. die Ordnungszahlen  $\mu = (-)12$  und  $\mu = 9$ . Somit können diese rotorseitigen Feldwellen auch keinen negativen Einfluss auf das resultierende Drehmoment nehmen.

Mithilfe der Tabelle 5.11 kann wieder eine Abschätzung der zu erwartenden resultierenden Drehmomente getroffen werden. Wie bereits beim 5-phasigen Rotoraufbau der gleichen Lochzahl, beziehen sich die Ordnungszahlen auf die rotorseitige Urwicklung. Bei diesem Rotoraufbau ist, ausgehend von der statorseitigen Ordnungszahl  $\nu = 14$

## 5. Maschinenvergleich

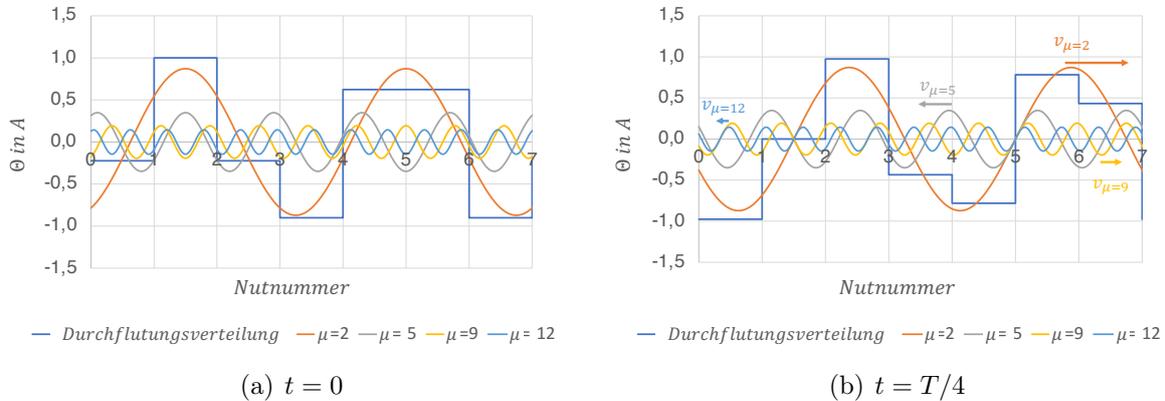


Abbildung 5.25: Fourier-Analyse zu zwei unterschiedlichen Zeitpunkten der resultierenden Durchflutungsverteilung des Wicklungsaufbaus  $q = 1/4$  aus Abbildung 5.24 a)

sowie aller weiterer Ordnungszahlen, welche ganzzahlig durch die 7 teilbar sind, keine Interaktion mit beiden Rotorschaltungen zu erwarten und somit auch kein zusätzliches unerwünschtes Drehmoment. Im Vergleich zum 7-phasigen Rotoraufbau mit der Lochzahl  $q = 1/2$  ist für die statorseitige Feldwelle der Ordnungszahl  $\nu = (-)10$  wegen ihrer recht hohen Oberwellenstreuung von  $\sigma_d = 20,16$  siehe Tabelle 4.5, ein deutlich schwächeres resultierende asynchrones Drehmoment zu erwarten. Auch für diesen Rotoraufbau können aufgrund der sich entgegengesetzt bewegenden Feldwellen der Ordnungszahlen  $\nu = 26$  und  $\mu = (-)26$  sowie  $\nu = (-)58$  und  $\mu = 58$  entstehenden synchrone Drehmomentsattel vorhergesagt werden. Die Drehzahlen, bei denen diese synchronen Sattel auftreten, können der Tabelle 5.11 entnommen werden.

### FEM Analyse

Mithilfe der Eckdaten aus der Tabelle 5.12 wird auch für diesen Wicklungsaufbau eine Simulation durchgeführt und die Ergebnisse im Folgenden zusammengetragen.

In den Abbildung 5.26 ist die simulierte Drehmoment-Drehzahlkennlinie beider Rotorschaltungen zu erkennen. Wie bereits durch die analytische Betrachtung abzusehen ist, erzielen beide Rotorschaltungen einen nahezu gleichen Drehmomentverlauf. Somit spielt die Rotorschaltung keine gravierende Bedeutung im Bezug auf das resultierende Drehmomentverhalten. Es liegt somit nahe auch für diesen Rotoraufbau die mechanisch deutlich einfachere Realisierungsmöglichkeit der kurzgeschlossenen Zahnspulen zu wählen. Wie erwartet fällt das asynchrone Drehmoment, hervorgerufen durch die zehnpolige Feldwelle

## 5. Maschinenvergleich

Stator	Rotor	Rotorschaltung	
		Geschaltete Zahnspulen	Kurzgeschlossene Zahnspule
2	2	$M_{asyn,p}$	$M_{asyn,p}$
	(-)5		
	9		
(-)10	(-)12	$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
14	16	-	-
	(-)19		
(-)22	23	$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
26	(-)26	$M_{syn}$ bei $n_s/7$	$M_{syn}$ bei $n_s/7$
	30		
	(-)33		
(-)34	37	$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
38	(-)40	$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
	44		
(-)46	(-)47	$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
50	51	$M_{asyn}$	$M_{asyn}$
	54		
(-)58	58	$M_{syn}$ bei $-n_s/14$	$M_{syn}$ bei $-n_s/14$

Tabelle 5.11: Übersicht der resultierenden Ordnungszahlen und der zu erwartenden Drehmomente

Maschinendaten	Wicklungsdaten			
			Stator	Rotor
Bemessungsleistung $P_n$	500 W	Lochzahl $q$	1	1/4
Polpaarzahl $p$	4	Oberwellenstreuung $\sigma_d$	0,096	0,317
Aktivteillänge $l_{Fe}$	70 mm	Wicklungsfaktor $k_w$	0,5	0,782
Statoraußendurchmesser $D_s$	220 mm	Luftspaltflussdichte $B_m$	0,52 T	
Rotoraußendurchmesser $D_r$	120 mm	Zahnflussdichte $B_{max}$	1,65 T	1,75 T
Luftspaltbreite $\delta$	0,3 mm	Zahnbreite $b_z$	9 mm	10 mm
Nutzahl Stator	24	Spulenwindungszahl $w_{Sp}$	145	14
Nutzahl Rotor	14	Stromdichte $S$	6 A/mm <sup>2</sup>	6 A/mm <sup>2</sup>

Tabelle 5.12: Auslegungsdaten der betrachteten Beispielmachine mit einer Rotorwicklung  $m = 7$  und  $q = 1/4$

## 5. Maschinenvergleich

im Drehzahlbereich  $n = n_s/5$  deutlich schwächer aus, als es noch beim Rotoraufbau mit der Lochzahl  $q = 1/2$  zu sehen ist. Weiterhin ist keine Interaktion der Rotorwicklung mit der statorseitigen Feldwelle der Ordnungszahl  $\nu = 14$  bzw. bezogen auf die statorseitige Urwicklung  $\nu = 7$  im Drehmomentverlauf zu sehen. Die analytisch berechneten synchronen Drehmomentsattel sind für beide Rotorschaltungen bei den Drehzahlen  $n = n_s/7$  und  $n = n_s/14$  zu erkennen. Vergleicht man die Abbildung 5.26 mit der Abbildung 5.14 des 5-phasigen Rotoraufbaus mit der gleichen Lochzahl, so ist der Einfluss der deutlich gesunkenen Oberwellenstreuung des 7-phasigen Aufbaus wahrzunehmen. Das Kippmoment des 7-phasigen Rotoraufbaus liegt bei ca.  $M_k = 11 Nm$ . Betrachtet man das Kippmoment des 5-phasigen Rotoraufbaus ca.  $M_k = 7 Nm$ , so liegt es nur geringfügig über dem verlangten Nennmoment der Maschine. Das Verhältnis von Kippmoment zu Nennmoment liegt für die 7-phasige Rotorauslegung bei ca.  $M_k/M_N = 1,6$ . Trotz der deutlich höheren Oberwellenstreuung liegt dieser Wert im vergleichbaren Bereich, bezugnehmend auf eine Asynchronmaschine, mit einem Käfigläufer ähnlicher Leistung und gleicher Polpaarzahl (1, 8 – 2, 2).

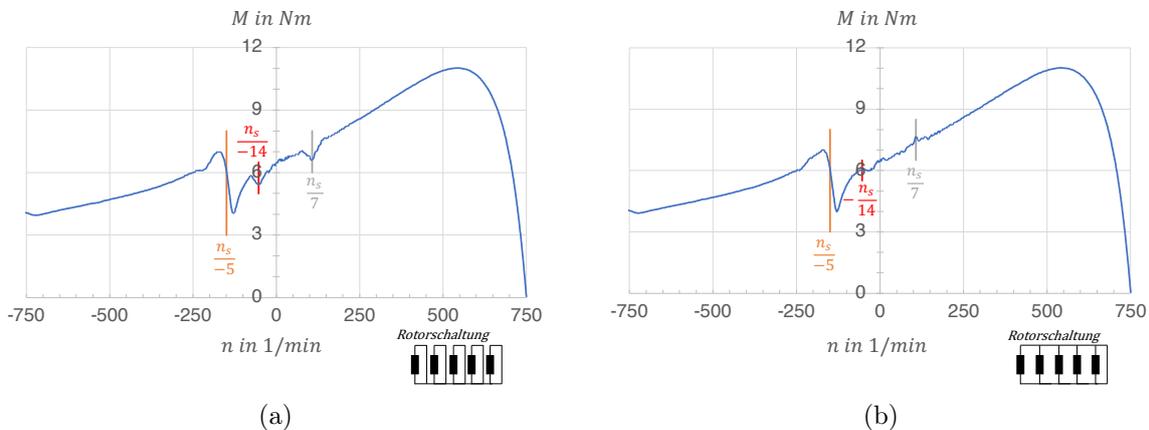


Abbildung 5.26: Simulationsergebnisse der transienten Drehmomentberechnung für a) kurzgeschlossene Zahnspule und b) geschaltete Zahnspulenwicklung  $m = 7$  und  $q = 1/4$

In der Abbildung 5.27 ist der Drehmomentverlauf bei einem konstanten Schlupf und somit konstanter Drehzahl  $n = 700 \text{ min}^{-1}$  dargestellt. Wie zu erwarten ist kein Unterschied, abhängig von der Rotorschaltung auf das Drehmomentverhalten der Maschine anhand der Simulationsergebnisse, zu erkennen. Bereits ohne die Rotorschrägung liegt die Drehmomentwelligkeit in einem zu den anderen Beispielauslegungen sehr guten Bereich von ca.  $\pm 15\%$ , bezogen auf den Drehmomentmittelwert. Wird die Schrägung wieder

## 5. Maschinenvergleich

mit  $\gamma_s = 7^\circ$  angesetzt, so ist zu erkennen, dass die Drehmomentwelligkeit auf einen Wert von ca.  $\pm 4\%$  sinkt. Im Vergleich zum 5-phasigen Rotoraufbau mit  $q = 1/4$  verbessert sich die Drehmomentwelligkeit deutlich. Somit lässt sich auch an dieser Stelle festhalten, dass mit einer geschickten Auslegung der Rotorwicklung die Vorteile, bezogen auf das Drehmomentverhalten eines geschalteten Rotoraufbaus mit dem mechanisch deutlich einfacheren zu realisierenden kurzgeschlossenen Rotoraufbau, erzielt werden können.

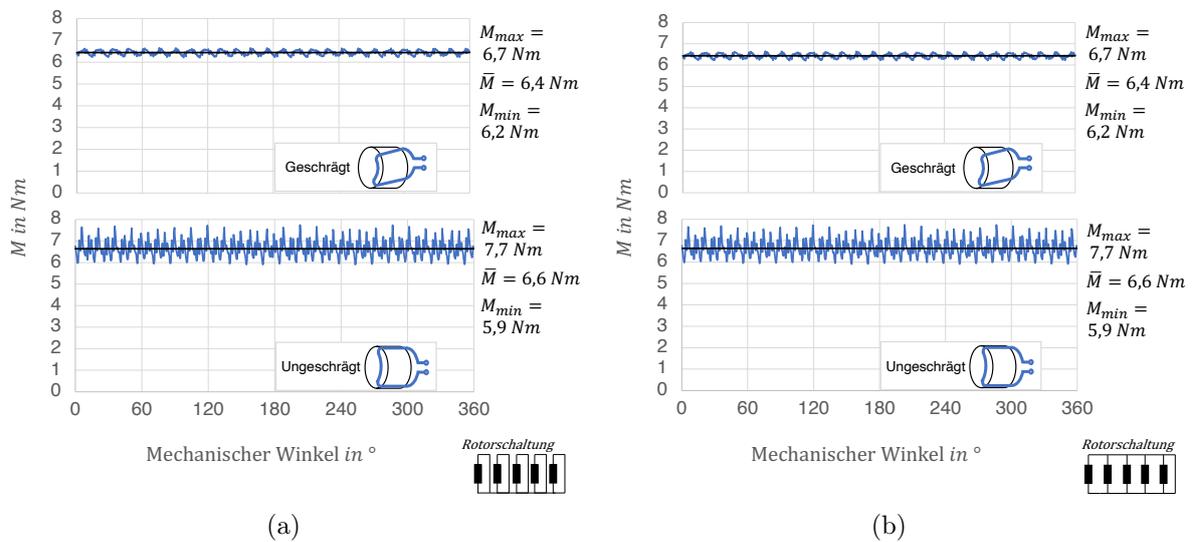


Abbildung 5.27: Vergleich des simulierten Drehmomentverlaufs bei geschrägtem und ungeschrägtem Rotoraufbau a) kurzgeschlossene Zahnspule und b) geschaltete Zahnspulenwicklung  $m = 7$  und  $q = 1/4$

## 5.4 Zusammenfassung

In diesem Kapitel, werden ausgehend von den allgemeinen Kriterien aus Kapitel 4, sinnvoll erscheinende Rotorauslegungen näher betrachtet und verglichen. Das Ziel ist es mithilfe des herausgearbeiteten Auslegungsschemas den bestmöglichen Aufbau für die Realisierung einer Versuchsmaschine ausfindig zu machen. Ausgehend von einem 3-phasigen Statoraufbau werden hierzu einige 5- und 7-phasige Rotorauslegungen näher betrachtet. Diese bringen den Vorteil mit sich, dass der störende Drehmomenteinfluss der Feldwelle mit der Ordnungszahl 5 bzw. 7 eliminiert werden kann. Die aus der analytischen Maschinenberechnung herrührenden Überlegungen werden mittels der FEM-Analyse verglichen und ausführlich diskutiert. Der Fokus liegt hierbei auf der Drehmoment-Drehzahlkennlinie und der Drehmomentwelligkeit.

## 6 Entwurf und Realisierung einer Versuchsmaschine

Im vorherigen Kapitel wurden mehrere Maschinenauslegungen, welche durch analytische Berechnungen sinnvoll erschienen, näher betrachtet und mit einer FEM-Simulation nachberechnet. In diesem Kapitel wird nun auf eine dieser Maschinenauslegungen näher eingegangen. Neben der näheren Betrachtung der Maschinenauslegung wird auch auf die Realisierungsdetails zur fertigen Versuchsmaschine eingegangen.

### 6.1 Allgemeines zum Aufbau der Versuchsmaschine

Für die Statorwicklung wird ein dreiphasiger zweischichtiger Wicklungsaufbau mit der Lochzahl  $q=1$  herangezogen, die Vorteile bezüglich der Wahl dieses Zahnspulenaufbaus wurden im Kapitel 4 im Detail angesprochen. Bei der Wahl des rotorseitigen Wicklungsaufbaus helfen die Betrachtungen und Berechnungen aus Kapitel 4 und 5. Hierbei wurde die 7-phasige und vierpolige Zahnspulenwicklung mit einer Lochzahl von  $q=1/4$  als Urwicklung für die Realisierung einer Versuchsmaschine gewählt. Ausgehend von den Ergebnissen aus Kapitel 5 können folgende Punkte festgehalten werden, welche für diesen Wicklungsaufbau sprechen:

- Ein hoher Wicklungsfaktor wird mithilfe dieses Wicklungsaufbaus erreicht.
- Der hohe Wicklungsfaktor führt zu einem geringen Rotorwiderstand im Vergleich zu anderen hier betrachteten Wicklungsaufbauten und generiert somit eine steile Drehmoment-Drehzahlkennlinie im gewünschten Betriebsbereich der Maschine.
- Trotz der relativ hohen Oberwellenstreuung der Rotorseite lässt sich ein gutes Maximalmoment bzw. Kippmoment der Maschine erreichen ( $M_k/M_N = 1,6$ ).
- Die statorseitig stark vorhandene fünfpolige Feldwelle erzeugt in der Kombination mit dieser Rotorwicklung ein schwächer ausgeprägtes asynchrones Drehmoment im

Bremsbetrieb der Maschine.

- Die statorseitig ebenfalls stärker vorhandene siebenpolige Feldwelle erzeugt in Interaktion mit dieser Rotorwicklung kein zusätzliches asynchrones Drehmoment im Anfahrbereich der Maschine.
- Viele der rotorseitig resultierenden Oberwellen, welche zugleich NutungsOberwellen darstellen, können keine zusätzlichen Ströme in der Statorwicklung treiben und somit keine zusätzlich störenden Drehmomente erzeugen.
- Die resultierende Drehmomentwelligkeit für diesen Rotoraufbau erreicht einen sehr guten Wert im Zusammenspiel mit dem gewählten Statoraufbau.
- Die Rotorschaltung spielt für diesen Aufbau eine untergeordnete Rolle im Bezug auf das Drehmomentverhalten und somit kann der mechanisch deutlich einfacher zu realisierende Aufbau mittels der kurzgeschlossenen Zahnspulen gewählt werden.

### 6.2 Bestimmung der Hauptabmessungen

Als erstes Auslegungskriterium wird die Polpaarzahl der Versuchsmaschine auf  $p = 4$  festgelegt. Somit bestehen keine Probleme bei der messtechnischen Ermittlung der Maschinenwerte am geplanten Prüfstand. Es ergibt sich eine Synchrondrehzahl von  $n_s = 750 \text{ min}^{-1}$  für die Versuchsmaschine. Um den Fertigungsaufwand und die Kosten der Versuchsmaschine im Rahmen zu halten, wird die Bemessungsleistung auf  $P_N = 500 \text{ W}$  definiert. Im nächsten Schritt wird der Bohrungsdurchmesser bzw. der Rotordurchmesser festgelegt. Da der Rotor von Hand gewickelt wird, ist hier ein größerer Wert des Durchmessers wünschenswert, da so die Nuten größer ausfallen können und eine leichtere Positionierung des Kupferdrahtes erfolgen kann. Zusätzlich kann aufgrund der größeren Nutfläche auch ein geringerer Wicklungsfaktor, welcher eine größere Spulenwindungszahl benötigt um auf die gleichen elektrischen Größen zu kommen (z.B. Beispielauslegung mit  $q = 1$  aus Kapitel 5), kompensiert werden. Mithilfe der Abbildung 4.5 a) und unter der Berücksichtigung der geringsten Vorgabe der relativen Länge von  $\lambda \approx 1$ , wird der Rotordurchmesser auf einen Wert von  $D = 120 \text{ mm}$  festgelegt. Um nun die Aktivteillänge der zahnspulenbewickelten Maschine abschätzen zu können, wird zunächst die Maschinenlänge einer klassisch ausgelegten Asynchronmaschine mittels der Gleichung 4.2 und der Abbildung 4.1 bestimmt. Für die geforderte mechanische Leistungsabgabe von  $P_{mech} = P_N = 500 \text{ W}$  kann in der Abbildung 4.2 ein Ausnutzungsfak-

tor von  $C_{mech} = 1,05 \text{ kW min/m}^3$  entnommen werden. Somit kann für die benötigte Aktivteillänge eines verteilten Wicklungsaufbaus  $l_{Fe,VW}$  zu  $0,044 \text{ m}$  berechnet werden. Ausgehend von der Länge  $l_{Fe,VW}$  kann nun die Maschinenlänge einer zahnspulenbewickelten Maschine mit den empirisch gewonnenen Daten aus der Abbildung 4.7 und dem Faktor  $k_l$  (Gleichung 4.4 ) sowie  $k_{Fe}$  (Gleichung 4.7) abgeschätzt werden. Setzt man für diese Abschätzung voraus, dass die Wickelkopflänge zur gesamten Maschinenlänge im schlechtesten Fall etwa 30 Prozent beträgt, so berechnet sich die Aktivteillänge der Zahnspulenwicklung zu  $l_{Fe,ZsW} = 0,074 \text{ m}$ . Die endgültige Aktivteillänge der Versuchsmaschine wird auf  $l_{Fe,ZsW} = 0,07 \text{ m}$  festgelegt. Eine weitere wichtige Größe stellt die Luftspaltbreite der Maschine dar. Mithilfe der Abschätzung aus [43], welche für  $p > 1$  ihre Gültigkeit besitzt, kann diese zu  $\delta \approx 0,21 \text{ mm}$  bestimmt werden. Dieser geringe Wert der Luftspaltbreite bringt jedoch, bedingt durch die Fertigungstoleranzen der Rotor- und Statorbleche, gewisse Probleme mit sich. Die Luftspaltbreite wird auf  $\delta = 0,3 \text{ mm}$  festgelegt um dadurch mechanische Toleranzprobleme im Vorhinein zu minimieren. Dieser Wert der Luftspaltbreite ist bei Maschinen kleinerer Leistung in der Praxis auch so vorzufinden.

## 6.3 Stator der Versuchsmaschine

### 6.3.1 Stator Wicklungsentwurf

Auf Basis der in [43] angegebenen Dimensionierungswerte und der Maschinennennleistung wird die mittlere Luftspaltflussdichte zu  $B_m = 0,52 \text{ T}$  bestimmt. Mithilfe der Gleichung 2.20 kann der zu erwartende Luftspaltfluss der Grundharmonischen abgeschätzt werden zu

$$\phi_\delta = B_m \cdot l_{Fe} \cdot \frac{\pi \cdot D}{2p} = 1,715 \text{ mVs}. \quad (6.1)$$

Ausgehend von der Gleichung 2.7 und dem Zusammenhang aus [43] für den Luftspaltfluss, kann die spannungshaltende Windungszahl der Statorwicklung bestimmt werden zu  $w_s = 1207$ . Die dreiphasige zweischichtige Urwicklung mit einer Lochzahl von  $q = 1$  bietet mit ihren sechs Nuten Platz für zwei Zahnspulen pro Phase und Urwicklung. Werden alle Spulen einer Phase des achtpoligen Aufbaus in Reihe geschaltet, so ergibt sich eine Windungszahl von  $w_{Sp} = 151$  pro Zahnspule. Im Zuge eines geringfügig sinkenden Wertes der Luftspaltflussdichte wird die Spulenwindungszahl auf  $w_{Sp} = 154$  hochgesetzt.

Mithilfe der Abbildungen 4.2 kann nun der Wirkungsgrad und der Leistungsfaktor der geplanten Maschine abgeschätzt werden. Ausgehend von diesen beiden Größen sowie der verketteten Spannung und der mechanischen Nennleistung, kann nun der statorseitige Effektivwert des Nennstrom  $I_1$  bestimmt werden. Die Berechnung des Nennstroms ist in der Gleichung 6.2 zu erkennen.

$$I_1 = \frac{P_{mech}}{\sqrt{3} \cdot U_N \cdot \cos\varphi \cdot \eta} = 1,91 \text{ A} \quad (6.2)$$

Legt man für die statorseitige Stromdichte einen Wert von  $6 \text{ A/mm}^2$  fest, so ergibt sich für die Statorwicklung eine benötigte Kupferfläche von  $A_s = 0,318 \text{ mm}^2$ . Durch die benötigte Kupferfläche resultiert ein benötigter Drahtdurchmesser von  $d_{Ls} = 0,64 \text{ mm}$ . Da dieser Drahtdurchmesser nicht als Standardwert auftaucht, wurde auf den nächst größeren Nenndurchmesser von  $d_{Ls} = 0,67 \text{ mm}$  zurückgegriffen.

### 6.3.2 Auslegung Statorblech

Bezüglich der Auslegung des Statorblechschnittes gilt es zwei wichtige Punkte zu berücksichtigen. Zum ersten muss der Querschnitt des Bleches breit genug ausgeführt werden, damit ein maximaler Flussdichtewert nicht überschritten wird. Ein zu hoher Flussdichtewert in der Auslegung des Zahn- bzw. Jochbereichs im Stator sorgt für deutlich höhere Eisenverluste in diesen Bereichen. Für die weitere detailliertere Berechnung der maximalen Flussdichtewerte wurden die Orientierungswerte von [43] herangezogen. Zum zweiten muss die Nut genügend Fläche bieten, um die gewünschte Windungszahl unterbringen zu können. Hierbei muss neben der reinen Leiterfläche auch die Leiterisolation und das Nutisolationmaterial mit berücksichtigt werden. Beide Ansprüche stehen sich mit ihrer gegenseitigen Wirkung entgegengesetzt gegenüber. Vergrößert man die Zahnbreite und sorgt somit für einen geringeren Flussdichtewert, so wird die für das Kupfer zur Verfügung stehende Fläche in der Nut geringer und umgekehrt. Eine analytische Berechnung der benötigten Zahnbreite kann mit der Gleichung 6.3 erfolgen. Hierbei wird zunächst angenommen, dass der Luftspaltfluss unter einem Statorzahn gleich dem magnetischen Fluss im Zahn ist. Aufgrund der Nutstreuung trifft das nicht voll zu. Diese wird mithilfe des Faktors  $k_{Zahn}$  korrigiert und wird beim analytischen Maschinenentwurf mit ca. 3 Prozent angenommen ( $k_{Zahn} = 1,03$ ). Die maximale Luftspaltflussdichte  $B_{max}$  kann mithilfe der Informationen aus [43] bestimmt werden. Weiterhin wird in dieser Gleichung die Blechisolation mit dem Faktor  $\varphi_{Fe}$  mitberücksichtigt, welche mit einer Reduktion

## 6. Entwurf und Realisierung einer Versuchsmaschine

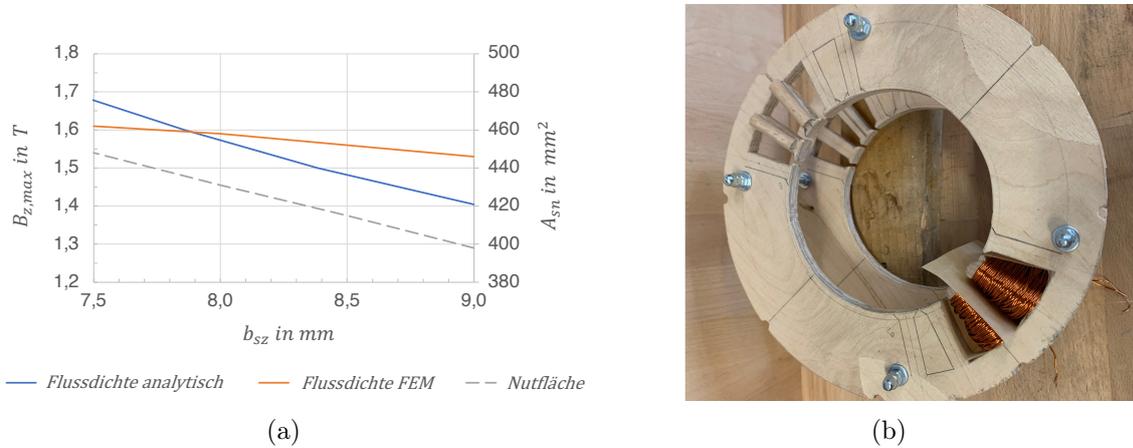


Abbildung 6.1: a) Analytische und FEM-Berechnung der maximalen Statorzahnflussdichte  $B_{z,max}$  in Abhängigkeit von der Statorzahnbreite  $b_{zs}$  sowie der sich ergebenden Statornutfläche  $A_{sn}$  b) Modellaufbau des Stators aus Holz zur Überprüfung der Wicklungsrealisierung

der Aktivteillänge im Eisen von ca. 5 Prozent zu Buche schlagen ( $\varphi_{Fe} = 0,95$ ). Die maximal zulässige magnetische Flussdichte im Statorzahn wird mit  $B_{z,max}$  betitelt.

$$b_{zs} = \frac{k_{Zahn} \cdot B_{max} \cdot \tau_n \cdot l_{Fe}}{B_{z,max} \cdot \varphi_{Fe} \cdot l_{Fe}} = \frac{k_{Zahn} \cdot B_{max} \cdot \tau_n}{B_{z,max} \cdot \varphi_{Fe}} \quad (6.3)$$

In der Abbildung 6.1 a) ist die analytisch berechnete sowie die mithilfe der FEM-Berechnung bestimmte maximale Zahnflussdichte  $B_{z,max}$  über die gewählte Zahnbreite  $b_{zs}$  zu sehen. Zusätzlich ist die Trapezfläche der sich ergebenden Statornut  $A_{sn}$  als Funktion der gewählten Zahnbreite dargestellt. Mithilfe der Spulenwindungszahl sowie der Kupferquerschnittsfläche kann die benötigte Nutfläche abgeschätzt werden. Mit der gewählten Zahnbreite von  $b_{zs} = 9\text{ mm}$  ergibt sich eine theoretisch ausreichende Nutfläche für die Unterbringung der benötigten Windungszahl. Um die Berechnung der Nutfläche zu überprüfen, wurde ein Statormodell aus Holz hergestellt und die benötigte Spulenwindungszahl ‚wild‘ gewickelt positioniert. Da die gewünschte Anzahl problemlos Platz gefunden hat, spricht nichts gegen ein Beibehalten der getroffenen Zahn- bzw. Nutdimensionierung. In der Abbildung 6.1 b) ist das fertiggestellte Statormodell mit der Probewicklung zu sehen.

Für die Auslegung der Jochbreite können die gleichen Überlegungen bezüglich des konstanten magnetischen Flusses herangezogen werden. Der gesamte magnetische Luftspaltfluss  $\phi_\delta$  durchquert auch den Statorjochbereich. Auch in diesem Fall wird der Streufluss,

welcher nicht den Luftspalt durchquert, mittels des Faktors  $k_{Joch}$ , welcher in der gängigen Literatur mit 5 Prozent angenommen wird, mitberücksichtigt. Bei der Berechnung muss bedacht werden, dass sich der gesamte magnetische Fluss im Jochbereich in zwei parallele Pfade aufteilt. Somit lässt sich die Jochbreite  $b_{js}$  mit der Gleichung 6.4 auf analytischem Weg bestimmen.

$$b_{sj} = \frac{k_{Joch} \cdot \frac{1}{2} \cdot \phi_{\delta}}{B_{j,max} \cdot \varphi_{Fe} \cdot l_{Fe}} \quad (6.4)$$

In der Abbildung 6.2 sind die analytischen Rechnungen nach Gleichung 6.4 mit den Ergebnissen der FEM-Simulation gegenübergestellt.

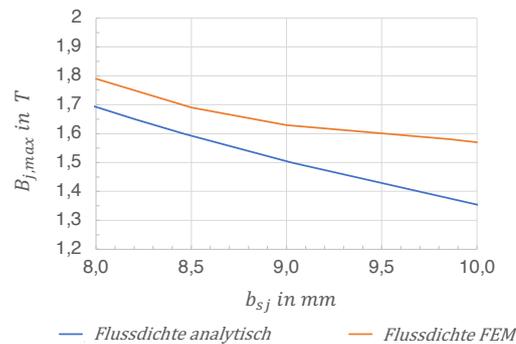


Abbildung 6.2: Analytische und FEM-Berechnung der maximalen Statorjochflussdichte  $B_{j,max}$  in Abhängigkeit von der Statorjochbreite  $b_{sj}$

Ausgehend von den Ergebnissen aus dem Diagramm 6.2 wurde eine Jochbreite von  $b_{sj} \sim 9 \text{ mm}$  gewählt.

### 6.3.3 Realisierung Stator

#### Statorbleche

Für die Realisierung der Statorbleche kommen grundsätzlich zwei Fertigungsverfahren in Frage. Das historisch schon länger eingesetzte Stanzen der Bleche stellt die erste Option dar. Hierbei wird üblicherweise mit einem Umformwerkzeug (Stempel) und einer Presse das gewünschte Statorblech aus dem Stahlband herausgetrennt. Dieses Verfahren eignet sich sehr gut für eine Massenproduktion, da das gewünschte Blech mit einem Maschinenhub der Presse gefertigt wird. Die zweite Option stellt das Lasern der Bleche dar. Hierbei wird die gewünschte Blechform thermisch aus dem Blechband herausgetrennt.

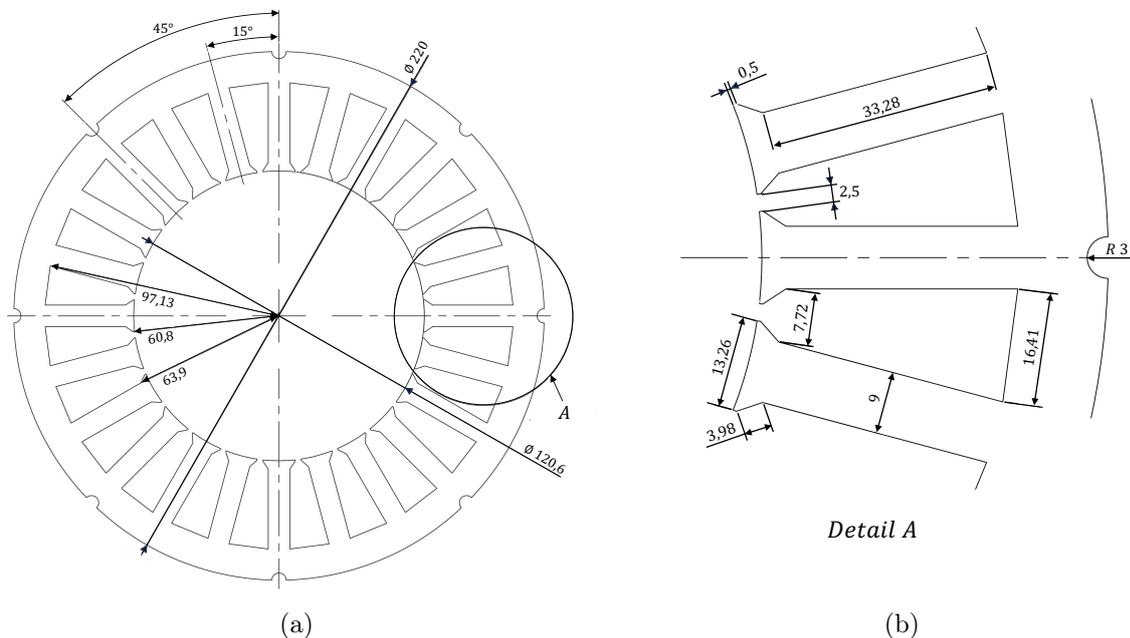


Abbildung 6.3: a) Kompletter Blechschnitt des Stators b) Detailansicht der Zahn- und Nutregion

Da die Herstellung des Umformwerkzeuges beim Stanzen die Kosten der gesamten Versuchsmaschine deutlich überschritten hätten, wurde bei diesen zwei zur Wahl stehenden Fertigungsoption auf das Lasern der Statorbleche zurückgegriffen.

In der Abbildung 6.3 a) ist das komplette Statorblech mit den dazugehörigen Abmessungen zu erkennen. In der Abbildung 6.3 b) ist die Nut- und Zahnregion mit ihrer Bemaßung noch einmal im Detail dargestellt.

### Statorblechpaket

In [69] werden mehrere Möglichkeiten vorgestellt, wie das Statorblechpaket mechanisch zusammengehalten werden kann. Die eingesetzten Statorbleche bestehen aus dem Material M270-50A (WerkstNR: 1.0806) und sind mit einem speziellen Backlack zur späteren elektrischen Isolation der Bleche beschichtet. Somit kann das fertig gestapelte Blechpaket in einem Industrieofen gebacken werden und nach dem Auskühlen können die Bleche ohne zusätzliche mechanische Verspannung zusammenhalten. Die Herstellerangaben des Backlacks geben einen Druck von  $3 \text{ N/mm}^2$ , unter dem die Bleche eingespannt werden müssen, vor. Zusätzlich wird ein definierter Temperaturverlauf, unter dem die Bleche gebacken werden müssen, vorgegeben. So sollte die Ofentemperatur in einer halben Stunde, ausgehend von der Raumtemperatur, einen Wert von  $\vartheta = 210^\circ\text{C}$  erreichen. Die vorge-

## 6. Entwurf und Realisierung einer Versuchsmaschine

---

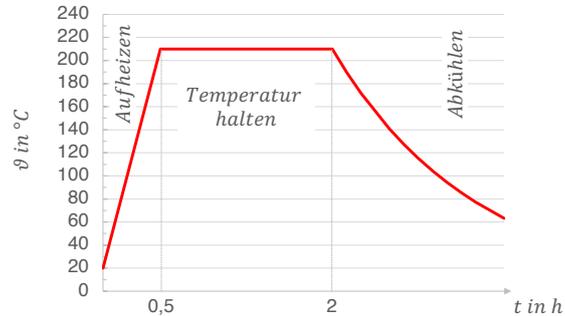


Abbildung 6.4: Darstellung des Solltemperaturverlaufs für das Backen der Statorbleche

spannten Bleche müssen nun unter dieser Temperatur für 1,5 Stunden gebacken werden. Nach insgesamt 2 Stunden wird die Ofentür geöffnet und das Blechpaket kann ohne zusätzliche Maßnahmen auf Zimmertemperatur abkühlen. Der zeitliche Ablauf für diesen Prozess ist in der Abbildung 6.4 zu sehen.

Für die Herstellung des Statorblechpaketes wird somit eine Hilfsapparatur benötigt, mit der die einzelnen Bleche präzise gestapelt werden können. Zusätzlich muss diese Apparatur auch die benötigte Vorspannung der Bleche herstellen. Ausgehend von der Herstellerangabe und der Fläche des Blechschnitts, ergibt sich eine Gewichtskraft von  $F_g \sim 50kN$ , was einem Gewicht von ca. 5 t auf die Hilfsapparatur entspricht. Damit die Hilfsapparatur die mechanische und thermische Beanspruchung erfüllt, wurden Stahlbleche (WerkstNR: 1.0577) mit einer Wandstärke von 10 mm gewählt. Die Hilfsapparatur wurde aus drei Teilen gefertigt. Zu sehen sind diese in der Abbildung 6.5. Das Unterteil dient zum Stapeln der einzelnen Statorbleche. Hierzu werden vier Führungsstangen mit einem Durchmesser von 6 mm, welche im unteren Bereich ein M6x1 Gewinde besitzen, an das Unterteil geschraubt und die Statorbleche somit am äußeren Rand geführt. Zur zusätzlichen Führung der Statorbleche im inneren Bereich wurde ein Aluminiumzylinder passend zur Statorbohrung von 120,6 mm gedreht und in die Mitte des Unterteils positioniert. Beim Zusammenstapeln der Blechschnitte wurde jedes zweite Blech um 180 Grad gedreht aufgelegt. Dies war erforderlich, da die gelaserten Blechschnitte im Bereich des Schnittbeginns und -endes einen kleinen Grat aufweisen. Durch die Drehung der Blechschnitte wurde ein zusätzlicher elektrischer Kontakt in axialer Richtung unterbunden. Das fertig gestapelte Blechpaket ist über die vier Führungsstangen und dem Mittelteil vorgespannt worden. Um eine Ausdehnung des Aluminiumzylinders während des Back-

## 6. Entwurf und Realisierung einer Versuchsmaschine

prozesses zu vermeiden, wurde am Mittelteil eine Öffnung vorgesehen, mit welcher der Aluminiumzylinder nach der Fixierung der Bleche herausgezogen werden kann. Mittels einer zusätzlichen Metallplatte des Oberteils und einer M20-Gewindestange sind alle Teile miteinander fixiert worden. Im letzten Fertigungsschritt ist die benötigte Vorspannung mit einer Presse erzeugt worden. Mithilfe der M20-Gewindestange und der angezogenen Mutter ist die Vorspannung in die Konstruktion eingebracht worden. An dieser Stelle sei noch angemerkt, dass an den Übergängen vom Blechpaket zum Unterteil sowie Mittelteil der Hilfskonstruktion ein zusätzliches handelsübliches Backpapier positioniert ist. Dies dient dazu, dass die Hilfsapparatur nicht mit dem Backblech verklebt.

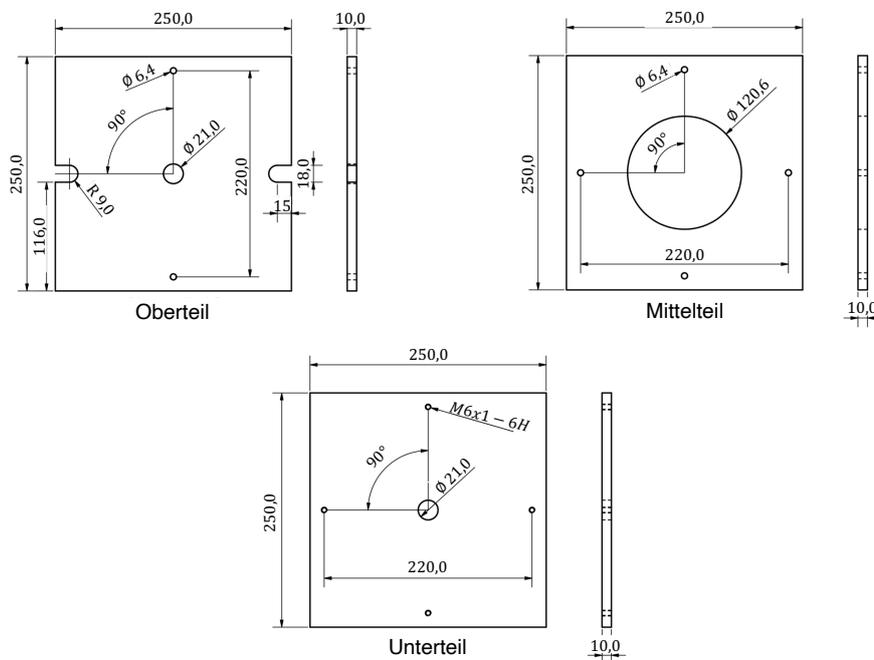


Abbildung 6.5: Planungszeichnung der drei Teile der Hilfsapparatur für den Stator

In der Abbildung 6.6 a) ist das Blechpaket, sowie die Hilfsapparatur mit Unter- und Mittelteil realisiert, zu sehen. In der Abbildung 6.6 b) ist die komplette Hilfsapparatur im verspannten Zustand zu erkennen. Bei genauerer Betrachtung unterscheidet sich der Aufbau der Hilfsapparatur aus der Abbildung a) zur Abbildung b) und der Abbildung 6.5. Die Führungsstangen wurden um einen Winkel von  $45^\circ$  umpositioniert. Der erneute Umbau wurde erforderlich, da das erste Statorblechpaket aufgrund eines zu schiefen Aufbaus verworfen werden musste. In der Abbildung 6.7 a) ist das Ergebnis der Rechtwinkligkeit mithilfe eines 3D-Messsystems dargestellt. Die radiale Abweichung vom unteren zum oberen Durchmesser-Mittelpunkt des Blechpakets beträgt  $0,653$  mm. Nach

## 6. Entwurf und Realisierung einer Versuchsmaschine

intensiver Fehlersuche konnten die M6-Gewindgänge des Unterteils der Hilfsapparatur als Ursache des Problems gefunden werden. Diese wurden beim ersten Aufbau von Hand hineingeschnitten, was beim Stapeln der 70 mm langen Bleche zu einer derartig großen Verschiebung der Rechtwinkligkeit, ausgehend vom ersten zum letzten Blech des Stators, führt. Somit wurden die Bohrungen und die maschinell geführten Gewindgänge an der vorhandenen Hilfsapparatur um 45 Grad gedreht erstellt, siehe hierzu Abbildung 6.6 b). Das Ergebnis des zweiten Statorblechpaketes ist in der Abbildung 6.7 b) dargestellt. Die Rechtwinkligkeit hat sich deutlich verbessert. Die Abweichung des unteren Mittelpunktes zum oberen Mittelpunkt des Blechpaketes beträgt 0,04 mm.



Abbildung 6.6: a) Ansicht Hilfsapparatur Unterteil, Blechpaket, Mittelteil und Aluminiumzylinder b) Komplett vorgespannte Hilfsapparatur mit Blechpaket

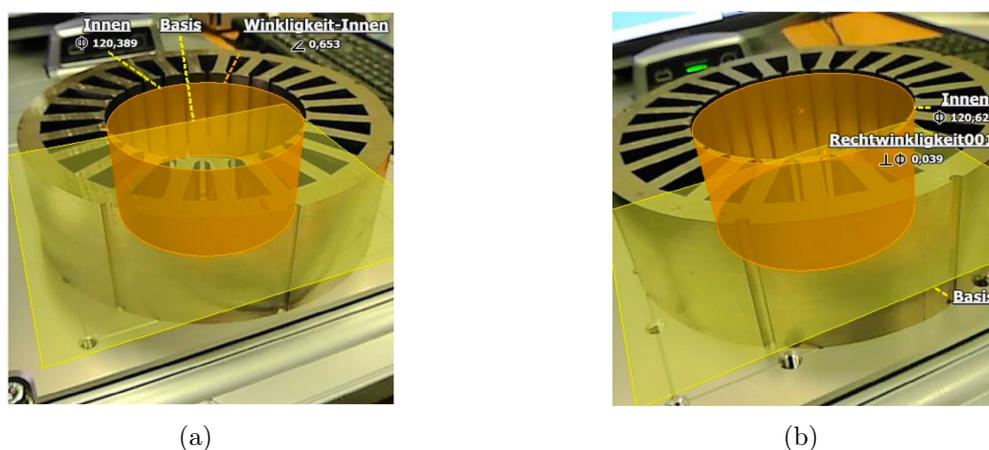


Abbildung 6.7: a) Messergebnisse des ersten gebackenen Statorblechpakets b) Messergebnisse des zweiten gebackenen Statorblechpakets

### Statorwicklung

Eine weitere Herausforderung im Bezug auf die Statorfertigung stellt die Wicklung dar. Hierbei wird auf jedem der 24 Zähne eine Spule mit 154 Windungen positioniert. Damit der Isolierlack des Kupferdrahts beim Wickelprozess an den Endkanten des Statorblechpakets nicht beschädigt wird, wurden zusätzliche Abschlussblenden mittels 3D-Drucks hergestellt. Der zur Verfügung stehende 3D-Drucker konnte den benötigten Außendurchmesser von 220 mm nicht im Ganzen drucken, daher wurde die Abschlussblende in zwei Hälften aufgeteilt. Die 3D-Zeichnung einer Hälfte der Abschlussblende ist in der Abbildung 6.8 a) zu sehen.



Abbildung 6.8: a) 3D-Zeichnung Abschlussblende Statorpaket b) Realisierter Statoraufbau mit den Abschlussblenden und den Aluminiumringen

Zusätzlich sind zwei Haltestege im Jochbereich der Abschlussblende gedruckt. Mit diesen Stegen wird der Anfang und das Ende einer um den Zahn gewickelten Spule fixiert. Die Abschlussblenden sind mit zwei Aluminiumringen und vier Gewindestangen, welche mit einem Schrumpfschlauch umhüllt sind, am Statorblechpaket fixiert. Zusätzlich dienen diese Aluminiumringe zur späteren Ausrichtung und Fixierung des Stators am Maschinengehäuse. Der realisierte Statoraufbau ist in der Abbildung 6.8 b) zu erkennen. Damit der Kupferlackdraht sauber geführt und um den jeweiligen Statorzahn gewickelt werden kann, ist eine zusätzliche Hilfskonstruktion erstellt worden. Diese Hilfskonstruktion, zu sehen in der Abbildung 6.9 a), besteht aus zwei Teilen. Auf dem Teil (1) ist ein Stab positioniert, der den zylinderförmigen Körper mit dem Kupferlackdraht aufnimmt. Der abgerollte Kupferlackdraht wird über einen Klemmblock geführt. Dieser Klemmblock ist an den Innenseiten mit einem Filzstoff beschichtet. Mithilfe des Klemmblocks kann nun die Vorspannung des Drahtes verändert werden, siehe hierzu die Abbildung 6.8

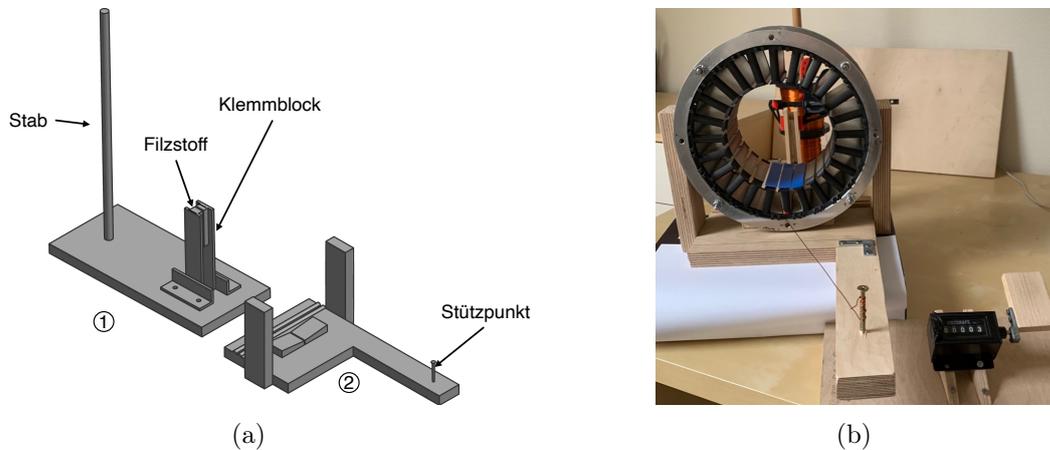


Abbildung 6.9: a) 3D-Zeichnung Hilfskonstruktion zur Erstellung der Zahnspulenwicklung des Stators b) Realisierte Hilfskonstruktion

b). Somit erfüllt der erste Teil der Hilfskonstruktion das Positionieren und das saubere Führen des auszurollenden Kupferlackdrahtes. Der zweite Teil der Hilfskonstruktion (2) dient zunächst der stabilen Positionierung des fertiggestellten Statorblechpakets. Zusätzlich wird der Kupferlackdraht am Stützpunkt fixiert und stellt somit den Spulenanfang der jeweiligen Zahnspule dar. Ein Elektroisolationpapier (Dicke 0,23 mm) ist zusätzlich in die Nut positioniert. Diese sind im Vorfeld mittels einer Schablone hergestellt worden. Zusätzlich wurden auf die Zahnköpfe ein Kunststoffband aufgeklebt, um eine Beschädigung des Kupferlacks beim Hineinziehen des Drahts zu verhindern. Der fertige Aufbau der Wickelhilfskonstruktion ist in der Abbildung 6.9 b) zu sehen. Um die angestrebte Windungszahl pro Spule  $w_{Sp} = 154$  auch nicht zu unter- oder überschreiten, wurde ein zusätzlicher Handzähler eingesetzt. Zur zusätzlichen Qualitätskontrolle wurde nach allen 10 gewickelten Windungen eine Markierung auf die Spule gesetzt. Nach Fertigstellung aller Statorspulen wurde der ohmsche Widerstandswert dieser gemessen, protokolliert und auf Auffälligkeiten untereinander untersucht.

## 6.4 Rotor der Versuchsmaschine

### 6.4.1 Rotor Wicklungsentwurf

Ausgehend von einer Sternschaltung des Rotors, der bereits berechneten Luftspaltflussdichte der Grundharmonischen aus Gleichung 6.1 und der Vorgabe einer gewünschten Rotorstrangspannung  $U_{ir}$  im Stillstand, kann die Windungszahl der Rotorwicklung be-

stimmt werden. Bezugnehmend auf einen Schleifringläuferaufbau werden in [62] einige Werte für die Rotorspannung im Stillstand vorgeschlagen. Für die Versuchsmaschine wurde eine Stillstandsspannung von  $U_{ir} = 14 V$  gewählt. Dieser geringe Wert der Spannung führt zu einer kleineren Windungszahl der Rotorzahnspulen und erleichtert somit die Fertigung der Rotorwicklung.

Nach Gleichung 2.7 ergibt sich eine Windungszahl für jede Zahnspule im Rotor von  $w_{r,sp} = 24$ . Die Berechnung des Rotorkupferquerschnittes muss zunächst noch der physikalisch fließende Rotorstrom  $I_2$  bestimmt werden. Hierzu wird die Gleichung 6.5 aus [43] herangezogen

$$I_2 = \frac{m_s \cdot k_{ws} \cdot w_s}{m_r \cdot k_{wr} \cdot w_r} \cdot I_1 \cdot \cos\varphi \quad (6.5)$$

und diese liefert als Ergebnis für den Rotorstrom einen Wert von  $I_2 = 8,4 A$ . Mit der bereits für den Stator festgelegten Stromdichte errechnet sich eine benötigte Kupferfläche für die Rotorwicklung von  $A_r = 1,4 mm^2$ . Für die Realisierung der Rotorwicklung wurde schlussendlich ein vorhandener Rechteckdraht mit einer Kupferfläche von  $1,6 mm^2$  herangezogen.

### 6.4.2 Auslegung Rotorblech

Die Überlegungen und analytischen Gleichungen, mit denen die Statorbleche bereits ausgelegt wurden, können auch für die Auslegung der Rotorgeometrie herangezogen werden. Als Ausgangswert für die Berechnung der Rotorzahnbreite wird eine maximale Flussdichte von  $B_{zr,max} = 1,7 T$  gewählt. Die Zahnbreite des Rotors wurde endgültig auf  $b_{rz} = 10 mm$  definiert. Eine FEM-Simulation lieferte bei dieser Zahnbreite einen maximalen Flussdichtewert von  $1,6 T$ . Unter Berücksichtigung der benötigten Leiterfläche in der Rotornut wurde die Rotorzahnhöhe auf  $h_{zr} = 22,5 mm$  festgelegt. Herrührend aus den bisherigen Definitionen der Durchmesserwerte der Versuchsmaschine, ergibt sich bei einem Maschinenwellendurchmesser von  $35 mm$  eine Rotorjochhöhe von  $h_{jr} = 17,1 mm$ . Bei üblichen Auslegungen des Rotorjochs sollte die Maximalflussdichte in diesem Bereich einen Wert von  $1,7 T$  nicht überschreiten. Aufgrund des gewählten Durchmessers und der sich daraus ergebende Rotorjochhöhe der Versuchsmaschine, wird der Maximalwert der Flussdichte deutlich unterschritten. Wie bereits beim Statorblech werden die Nuten halb geschlossen aufgebaut, mit einem Zahnflankenabstand von  $b_4 = 2,5 mm$ . Üblicherweise wird dieser Abstand geringer gewählt (z.B.  $b_4 = 1,5 mm$ ). Da die Maschine jedoch von

## 6. Entwurf und Realisierung einer Versuchsmaschine

---

Hand gewickelt wird, wurde dieser etwas größere Wert herangezogen. In der Abbildung 6.10 ist das Holzmodell des Rotors zu sehen, mit dessen Hilfe die gewählten Längen und Breiten auf die Realisierbarkeit hin überprüft wurden.

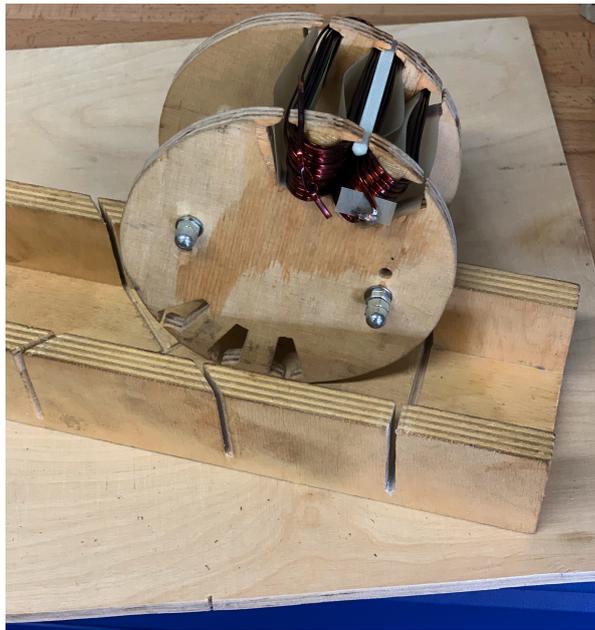


Abbildung 6.10: Holzaufbau des Rotors zur mechanischen Überprüfung der Rotorblechsauslegung

### 6.4.3 Realisierung Rotor

#### Rotorbleche

Die Rotorbleche wurden wie die Statorbleche gelasert und bestehen ebenfalls aus dem Material M270-50A (Werkst. Nr.: 1.0806). Beruhend auf den Definitionen aus dem Unterabschnitt 6.4.2 ergibt sich der in der Abbildung 6.11 dargestellte Rotorblechschnitt. Wie bereits die Statorbleche, so weisen auch die Rotorbleche einige Gratstellen am äußeren Umfang auf. Diese Gratstellen ragen bis zu 0,2 mm in den Luftspalt hinein und stellen somit ein Problem dar. Die Entgratung erfolgt für jedes Rotorblech einzeln, hierdurch wird die Isolierung (Backlack) nicht beschädigt und der Außendurchmesser nur marginal verkleinert. Wie bereits bei der Realisierung des Statorblechpakets wurde auch beim Rotorblechpaket der Backlack zur dauerhaften Verbindung der Bleche untereinander herangezogen. Aufgrund der kleineren Blechschnittfläche ergibt sich bei dem geforderten Druck von  $3 \text{ N/mm}^2$  eine geringere Gewichtsbelastung der Presse von ca.  $2 \text{ t}$ .

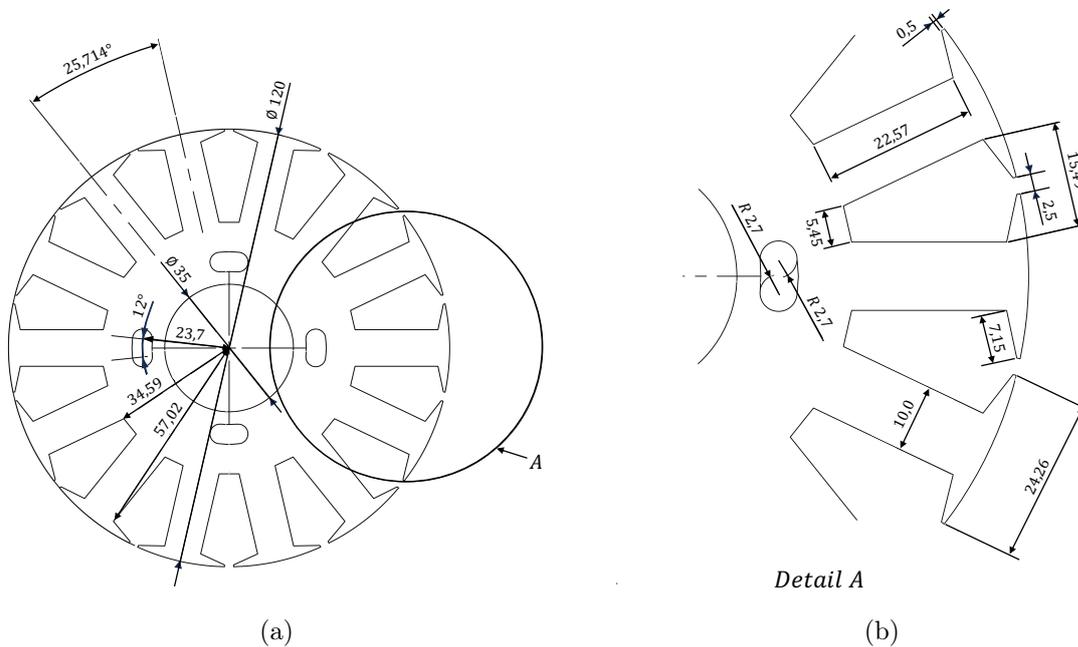


Abbildung 6.11: a) Kompletter Blechschnitt des Prototyprotors b) Detailansicht der Zahn- und Nutregion

Um diesen Druck beim Backprozess aufrecht zu halten, wurde auch für den Rotor eine Hilfsapparatur ähnlich zum Stator hergestellt. Diese Hilfsapparatur besteht ebenfalls aus drei Metallplatten und einem Aluminiumzylinder. Um eine möglichst gute mechanische Bearbeitung der Metallplatten zu gewährleisten, wurde als Material für die Hilfsapparatur im Stator und Rotor S235JRC (Werkst. Nr.: 1.0122) gewählt. Die Detailzeichnung der Hilfsapparatur für das Rotorblechpaket ist in der Abbildung 6.12 zu sehen.

### Rotorblechpaket

Zur Erzielung einer besseren Drehmomentwelligkeit wird der Rotor geschrägt aufgebaut. Diese Schrägung erschwert jedoch den Herstellungsprozess des Rotors. Um diesen Fertigungsschritt möglichst zu vereinfachen, wurden zwei Führungsschienen aus ABS-Kunststoff im 3D-Druckverfahren erstellt. Die Führungsschienen wurden an den Außendurchmesser des Rotors angepasst und mit einem schräg verlaufenden Keil gefertigt, welcher in die Nut des Rotorblechs hineingeht. Die gedruckten Führungsschienen sind in der Abbildung 6.13 im Detail zu erkennen. Hierbei ist in der Abbildung 6.13 a) der geplante und in der Abbildung 6.13 b) der realisierte Aufbau beim Stapeln der Rotorbleche zu sehen.

In der Abbildung 6.14 a) ist das fertig gestapelte Rotorblechpaket eingespannt zwischen

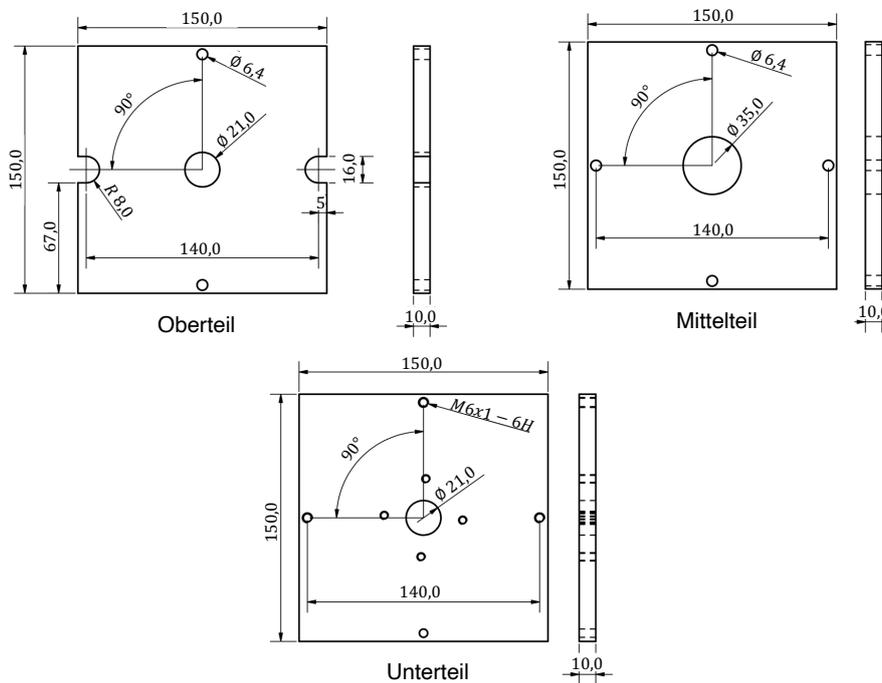


Abbildung 6.12: Planungszeichnung der drei Teile der Hilfsapparatur für den Rotor

dem Unter- und Mittelteil der Hilfsapparatur zu sehen. Nach dem Backprozess des Rotorblechpakets wurde dieses vermessen. Das Ergebnis bezüglich der Rechtwinkligkeit des Blechpakets ist in der Abbildung 6.14 b) dargestellt. Die Abweichung zwischen dem untersten und obersten Rotorblech beträgt 0,16 mm. Dieser Wert fällt höher aus als beim Statorblechpaket. Diese Abweichung liegt jedoch noch im tolerierbaren Bereich für die mechanische Fertigung der Versuchsmaschine.

### Rotorwicklung

Um das scharfkantige Abknicken der Wicklung an den Außenkanten des Blechpakets und ein Abrutschen der Wickelköpfe zu verhindern, sind auch für das Rotorblechpaket zwei 3D-Druck Abschlussblenden erstellt worden. Diese Abschlussblenden werden mittels zweier Aluminiumscheiben fixiert. Die Aluminiumscheiben wiederum sind über vier elektrisch isolierte Gewindestangen durch das geschrägte Blechpaket verbunden und mittels Muttern sowie Zahnscheiben verspannt. In der Abbildung 6.15 a) ist eine Explosionszeichnung des Rotoraufbaus zu sehen.

Die zum Außendurchmesser hin geöffneten Rotornuten erfordern, im Vergleich zur Wicklungsrealisierung des Stators, eine andere Hilfskonstruktion zur Erstellung der rotorsei-

## 6. Entwurf und Realisierung einer Versuchsmaschine

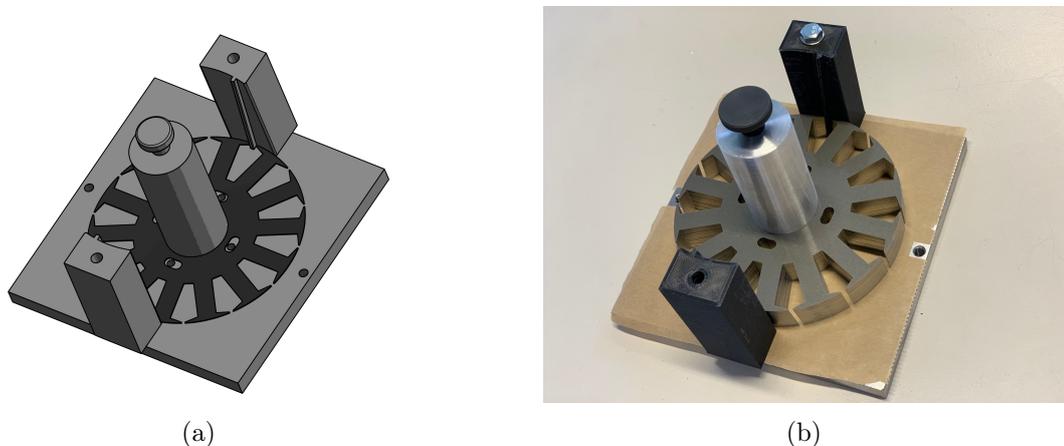


Abbildung 6.13: a) Planungszeichnung zum schrägen Stapeln der Rotorbleche b) realisierter Aufbau mit den gedruckten Führungsschienen



Abbildung 6.14: a) Fertig gestapeltes Rotorblechpaket eingespannt in der Hilfsapparatur b) Messergebnisse des gebackenen Rotorblechpakets

tigen Zahnspulenwicklung. Die Aufgabe der Hilfskonstruktion ändert sich jedoch nicht, sie soll das Blechpaket fixieren und das Aufbringen der Wicklung möglichst einfach gestalten. Der benötigte Kupferlackdraht einer Zahnspule wurde zunächst auf einen zylinderförmigen Spulenkörper gewickelt. Im ersten Schritt wurde der Spulenbeginn an der Hilfskonstruktion fixiert. Im zweiten Schritt wird der Kupferlackdraht mithilfe des Spulenkörpers um den Rotorzahn gewickelt. Die Planungszeichnung der Hilfskonstruktion sowie das schematische Vorgehen beim Wickeln ist in der Abbildung 6.15 b) zu sehen. Nachdem die letzte Windung positioniert ist, wird die Zahnspule auf ihren Widerstandwert hin durchgemessen und protokolliert. Im letzten Prozessschritt ist der Anfang der Zahnspulen und ihr Ende verlötet worden, um so den gewünschten elektrischen

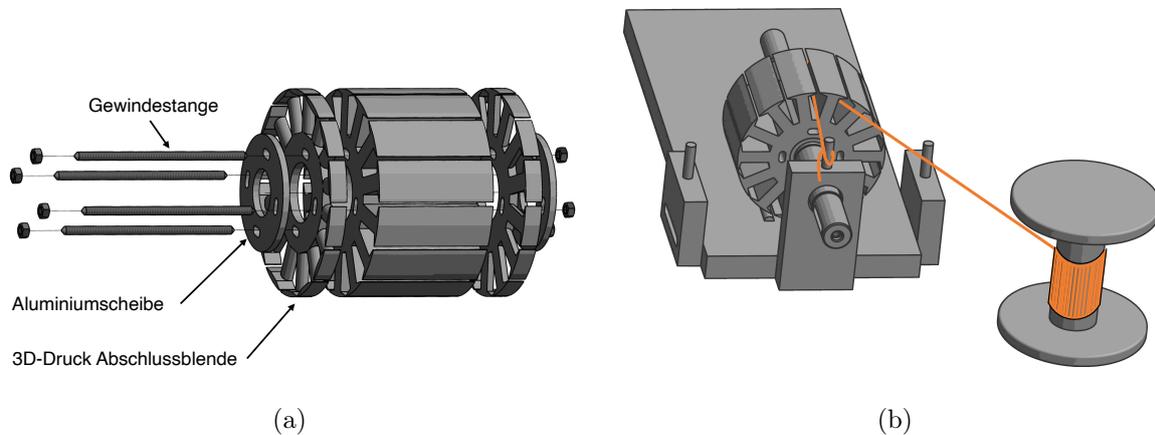


Abbildung 6.15: a) Zeichnung zum Rotoraufbau b) Planungszeichnung der Hilfskonstruktion zur Erstellung der Zahnspulenwicklung im Rotor

Kurzschluss herzustellen. Zur mechanischen Fixierung der Wicklung ist in jede Nut im Bereich des Zahnkopfes ein Halbrundstab aus kohlenstofffaserverstärktem Kunststoff (CFK) positioniert worden. Zusätzlich wurde jede Nut nochmals mit temperaturbeständigem Isolierlack ausgesprüht, um so die mechanische Positionierung der Wicklung und der CFK-Halbrundstäbe zusätzlich abzusichern. In der Abbildung 6.16 a) ist die Hilfskonstruktion samt fertig gestelltem Rotorblechpaket zu sehen. In der Abbildung 6.16 b) ist der fertiggestellte Rotoraufbau zu sehen.

### 6.5 Maschinenwelle

Ausgehend von den Empfehlungen aus [72] wurde als Material für die Maschinenwelle die Stahlsorte C35 (Werkst. Nr.: 1.0501) gewählt und mithilfe einer Drehmaschine bearbeitet.

In der Abbildung 6.17 ist die Planungszeichnung der Maschinenwelle zu erkennen. Die Rotorbleche sind mit einem Innendurchmesser von 35 mm gefertigt. Die Rotorblechpaketlänge mit den zwei Abschlussblenden beträgt 80 mm. Somit wird das Blechpaket im Bereich des Wellendurchmessers von 34,75 mm positioniert, siehe Abbildung 6.17 Bereich Blechpaket. Um die Kraftübertragung vom Blechpaket zur Maschinenwelle gewährleisten zu können, wurden diese beiden Maschinenkomponenten mit einem temperaturbeständigen Industrieklebstoff verbunden. Die vom Klebstoffhersteller angegebene minimale Druckscherfestigkeit ist mit  $\xi_{aB} = 13,5 \text{ N/mm}^2$  angegeben. Ausgehend vom simulierten Kippmoment der Maschine und [23] ergibt sich für die Klebestelle ein abge-

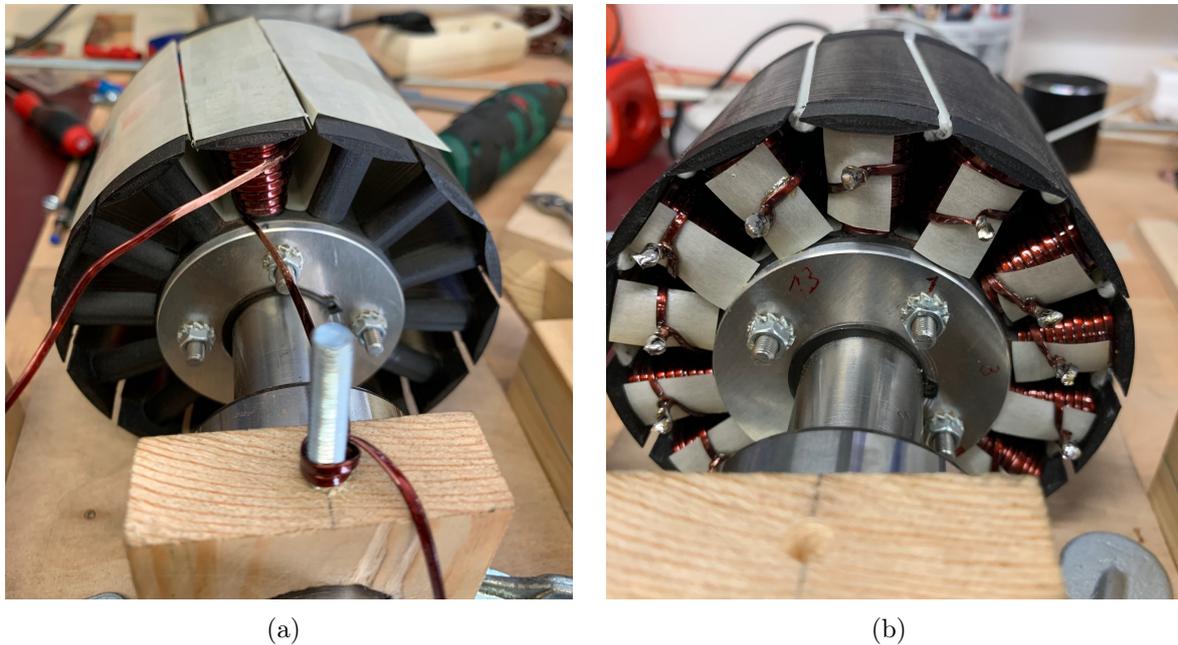


Abbildung 6.16: a) Realisierte Hilfskonstruktion beim Wickelvorgang b) Fertig gestellter Rotoraufbau

geschätzter Maximalwert der Kraft pro Fläche von  $\xi_{max} = 0,081 \text{ N/mm}^2$ . Somit besteht aufgrund dieser Abschätzung eine genügend große Sicherheit, dass die Klebestelle auch unter maximaler Belastung der Maschine nicht versagt.

Zur Realisierung der Verklebung wurde die Welle vertikal mit der Antriebsseite nach unten positioniert. In den Rotationsschnitt (Position Sicherungsring) wurde ein Sicherungsring eingesetzt und auf diesen die Aluminiumscheibe und die 3D-Druck Abschlussblende gesetzt. Im Anschluss ist der Industriekleber auf die Innenseite des Blechpakets sowie auf die Maschinenwelle gestrichen worden. Das Blechpaket wurde über die Maschinenwelle geschoben bis diese auf der 3D-Druck Abschlussblende auflag. Durch das vertikale Verkleben wurde sichergestellt, dass das Blechpaket im Zuge des Trocknungsprozesses nicht aus seiner zentrierten Position auf der Welle rutscht. Nach der vorgeschriebenen Aushärtungszeit ist der Rotoraufbau fertig zusammengesetzt worden. Der fertig gestellte Rotoraufbau mit Welle ist zuletzt mittels Klebekitt ausgewuchtet worden. Der fertig ausgewuchtete Rotor ist in der Abbildung 6.18 zu sehen. Die weiteren Längenmassen der Welle wurden in Abhängigkeit der Gehäuse und Lagerschild Dimensionen definiert. Die Kugellager wurden thermisch erwärmt um so eine einfachere Positionierung durchführen zu können. Auf der Antriebsseite wurde ein 52 x 25 x 15 mm (Außen-, Innendurchmesser und Breite) Kugellager positioniert, siehe Abbildung 6.17 Bereich 1. Auf der

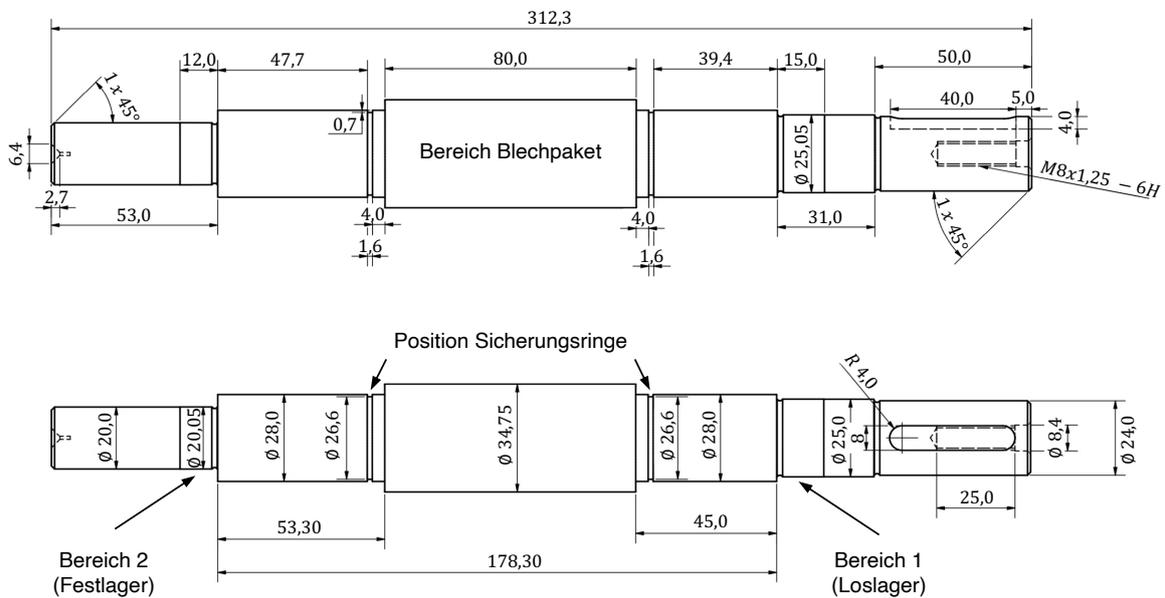


Abbildung 6.17: Planungszeichnung der Maschinenwelle

gegenüberliegenden Maschinenseite wurde ein 42 x 20 x 12 mm Kugellager positioniert, siehe Abbildung 6.17 Bereich 2.

## 6.6 Gehäuse und Montage der Versuchsmaschine

Der generelle Gehäuseaufbau basiert auf zwei Aluminiumplatten, welche die seitlichen Gehäusedeckel darstellen. Auf den Gehäusedeckeln werden die Lagerschilde positioniert. Die zwei seitlichen Gehäusedeckel werden mittels vier Konstruktionsprofilen aus Aluminium (40 x 40 x 150 mm) miteinander verbunden. Die Gehäusedeckel aus dem Material ALMG4,5MN (Werkst. Nr.: 3.3547) wurden als Quadrat ausgeführt und besitzen eine Seitenlänge von 260 mm. Um eine leichtere und präzisere Positionierung der Lagerschilde und der Konstruktionsprofile an den Gehäusedeckeln zu erstellen, sind an den hierfür benötigten Stellen Ausfräsungen erstellt worden. Die Planungszeichnungen der Gehäusedeckel sind in der Abbildung 6.19 zu sehen. Es wird hierbei zwischen der Antriebsseite und der Festlagerseite unterschieden. Der Gehäusedeckel zur Antriebsseite

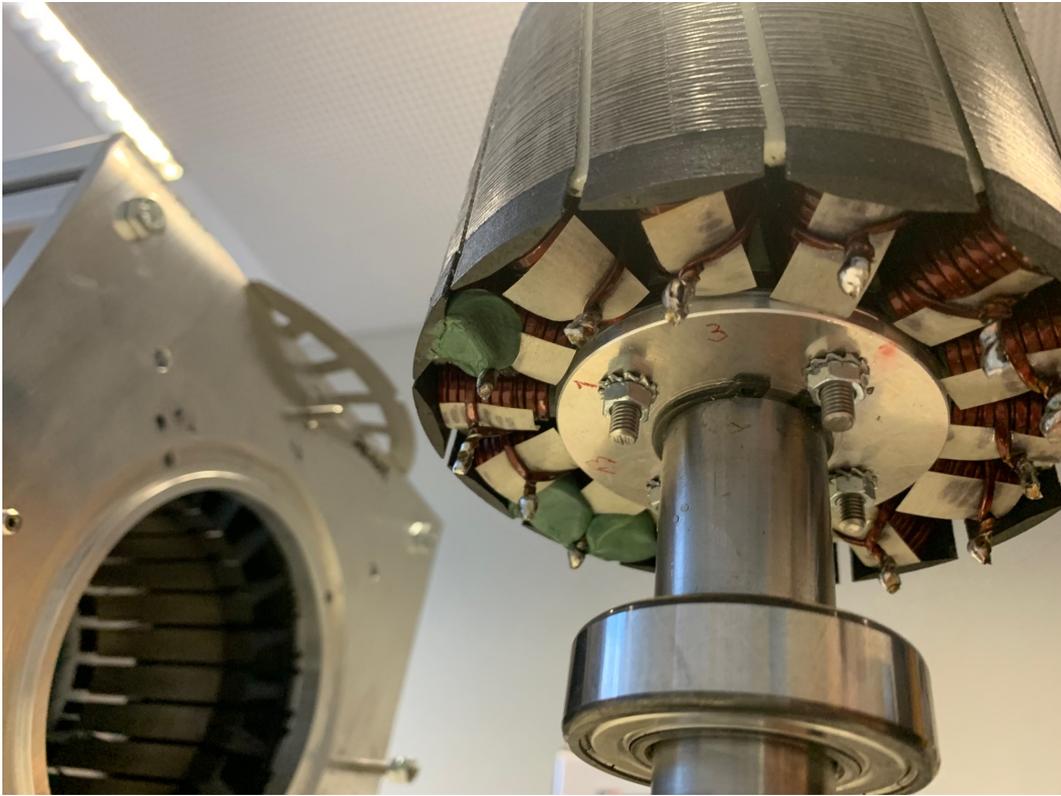


Abbildung 6.18: Fertiggestellter und ausgewuchteter Maschinenrotor

erhält das Lagerschild mit einem Loslager. Das Loslager dient dazu die durch die Fertigungstoleranzen sowie durch die Erwärmung entstehenden unterschiedlichen Abstände auszugleichen. Hierzu wurde in das Lagerschild zur Antriebsseite eine gewellte Druckfederscheibe eingesetzt. Das Lagerschild mit dem Festlager ist auf dem Gehäusedeckel mit der Bezeichnung Festlagerseite angebracht.

In der Abbildung 6.20 ist die Explosionszeichnung des Gehäusekorpus mit den angesprochenen Bauteilen zu sehen. Die eingesetzten Lagerschilde wurden von einer vorhandenen Asynchronmaschine übernommen. Der realisierte Stator wird mittels vier zylinderförmigen Halter an der Festlagerseite angelegt und zentriert. Vier Edelstahl-Gewindestangen halten das Statorpaket zwischen dem Gehäusedeckel der Antriebsseite und den zylinderförmigen Haltern, welche ihrerseits am Gehäusedeckel Festlagerseite mittels eines Zentrierbolzens und einer Verschraubung fixiert sind. Die Aussparung für einen Halter mit der Zentrierbohrung auf der Festlagerseite des Gehäusedeckels ist in der Abbildung 6.19 im Detail A zu erkennen. Der gesamte Zusammenbau der Versuchsmaschine erfolgt liegend und beginnt mit der Festlagerseite. Eine Explosionszeichnung der gesamten

## 6. Entwurf und Realisierung einer Versuchsmaschine

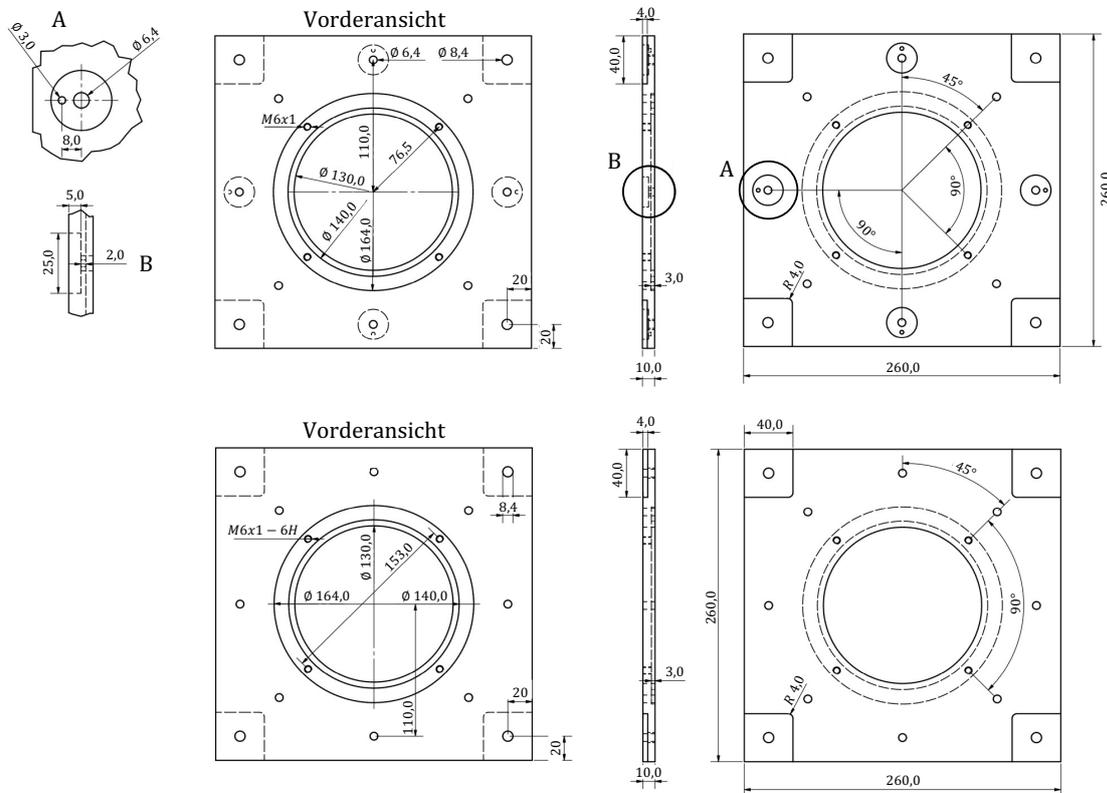


Abbildung 6.19: Technische Zeichnung der Gehäusedeckel, Festlagerseite (oben) und Antriebsseite (unten)

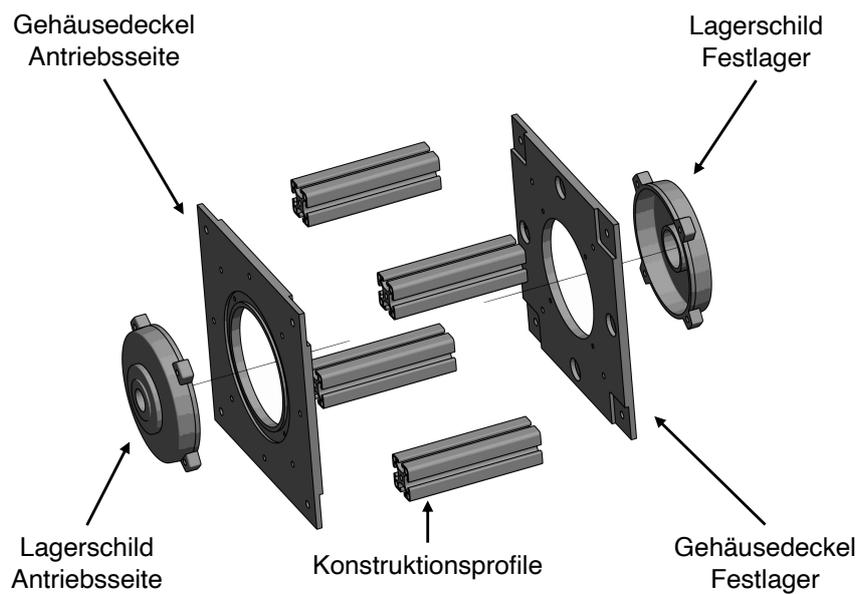


Abbildung 6.20: Explosionszeichnung des generellen Gehäuseaufbaus

6. Entwurf und Realisierung einer Versuchsmaschine

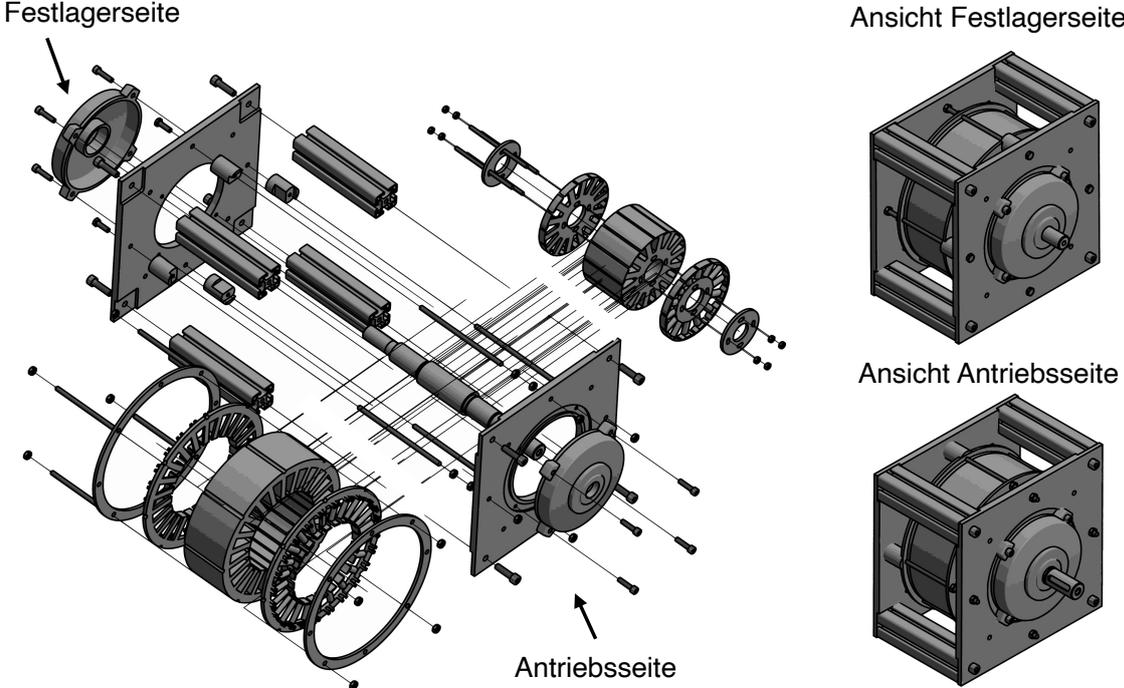


Abbildung 6.21: Explosionszeichnung der Versuchsmaschine



Abbildung 6.22: a) Liegender Zusammenbau der Versuchsmaschine b) Fertig gestellte Versuchsmaschine auf einem Maschinenprüfstand

Versuchsmaschine ist in der Abbildung 6.21 zu erkennen. Im letzten Fertigungsschritt der Versuchsmaschine wurde der Klemmkasten positioniert und mit dem Wicklungsende elektrisch verbunden. Ein Bild der sich im Zusammenbau befindenden Versuchsmaschine ist in der Abbildung 6.22 a) zu sehen. In der Abbildung 6.22 b) ist die fertiggestellte Versuchsmaschine auf einem Laborprüfstand zu erkennen.

### 6.7 Zusammenfassung

Ausgehend von den vorherigen Kapiteln steht der Entwurf einer Versuchsmaschine im Fokus. Hierzu werden die elektrischen und magnetischen Auslegungsgrößen berechnet und mit deren Hilfe auch die geometrischen Maschinengrößen bestimmt. Im weiteren Verlauf dieses Kapitels wird auf die Realisierung der Versuchsmaschine eingegangen. Hierzu werden die Hauptmaschinenteile Stator, Rotor, Maschinenwelle sowie Maschinengehäuse näher betrachtet. Zu jedem Maschinenteil erfolgt eine Beschreibung zur Auslegung und Herstellung. Auf fertigungstechnische Herausforderungen und Probleme wird im Detail eingegangen.

## 7 Experimentelle Ergebnisse

### 7.1 Erstinbetriebnahme

In der Abbildung 7.1 a) ist der schematische Schaltungsaufbau für die Erstinbetriebnahme der Versuchsmaschine zu sehen.

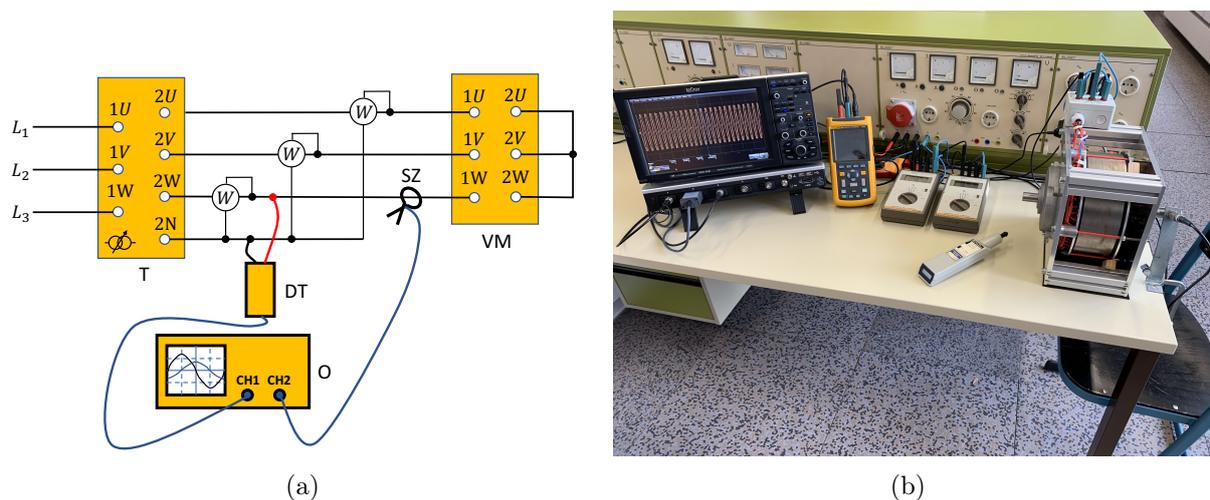


Abbildung 7.1: a) Schaltungsschema zur Erstinbetriebnahme der Versuchsmaschine. T: regelbarer Transformator, VM: Versuchsmaschine, SZ: Stromzange, DT: Differentialtastkopf, O: Oszilloskop b) Realisierter Messaufbau am Labortisch zur Erstinbetriebnahme der Versuchsmaschine

Für den Erhalt einer variablen Spannungsversorgung wurde die Versuchsmaschine zunächst an einen regelbaren dreiphasigen Transformator angeschlossen. Die Endanschlüsse der Statorwicklungen wurden mittels einer Sternschaltung an der Versuchsmaschine realisiert. Zur Leistungserfassung sind drei Wattmeter zum Einsatz gekommen, mit denen die Strangwerte des Stroms, der Spannung und der Leistung erfasst wurden. Eine Strangspannung ist über einen Differential-Tastkopf sowie ein Strangstrom mittels Stromzange erfasst worden und mithilfe eines Oszilloskops der zeitliche Verlauf aufgenommen worden. Zu den elektrisch erfassten Messgrößen wurde die mechanische Drehzahl über einem

## 7. Experimentelle Ergebnisse

Hand-Drehzahlmesser direkt an der Welle ermittelt. Der Drehzahlwert des Handmessgeräts wurde mithilfe eines zusätzlichen induktiven Sensors, welcher am Wellenende im Bereich der Passfedernut positioniert wurde, verglichen. Der realisierte Messaufbau an einem Labortisch ist in der Abbildung 7.1 b) zu sehen.

Für die Erstinbetriebnahme wurde die Spannung über einen Regeltransformator langsam erhöht und die Messwerte beobachtet. Ab einer Strangspannung von ca. 50 V setzte sich der Rotor der Versuchsmaschine in Bewegung. Wie bereits durch die FEM-Simulation als auch durch die analytische Abschätzung zu erwarten war, ist die Versuchsmaschine ohne Auffälligkeiten in Richtung der Synchrondrehzahl eigenständig angelaufen. Im Anschluss sind bei verschiedenen Strangspannungswerten Leerlaufmessungen durchgeführt worden. Bei diesen Messungen wurde die Strangspannung  $U_1$ , Strangstrom  $I_1$ , Drehzahl  $n$  und die gesamte aufgenommene Wirkleistung  $P_{auf}$  gemessen. Die Messwerte sind in der Tabelle 7.1 zusammengefasst.

$U_1$	80 V			180 V			230 V		
$n$	$740 \frac{1}{min}$			$747 \frac{1}{min}$			$748 \frac{1}{min}$		
	Messung	FEM	ESB	Messung	FEM	ESB	Messung	FEM	ESB
$I_1$	0,38 A	0,37 A	0,4 A	0,87 A	0,81 A	0,88 A	1,22 A	1,17 A	1,13 A
$P_{auf}$	29,6 W	22,4 W	24,3 W	69,7 W	55,1 W	66,1 W	114 W	87,4 W	95,8 W

Tabelle 7.1: Gegenüberstellung Leerlaufversuch: Messwerte, Simulation mittels FEM-Software und analytischer Berechnung über das Ersatzschaltbild

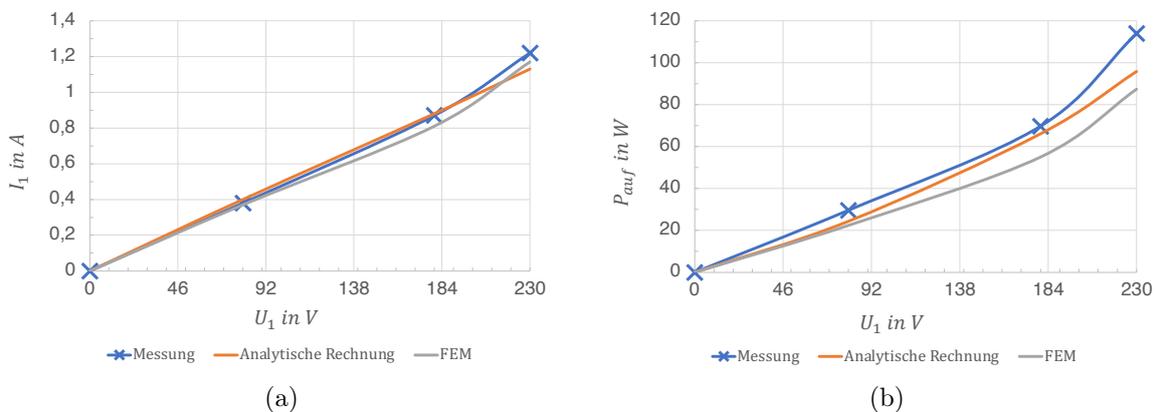


Abbildung 7.2: Dargestellte Strom- und Leistungsaufnahme der Versuchsmaschine aus Tabelle 7.1

Die gemessene Drehzahl sowie die eingestellte Strangspannung wurden mithilfe der FEM-

Software und dem dort erstellten Maschinenmodell nachgerechnet. Die Ergebnisse sind ebenfalls in der Tabelle 7.1 zusammengefasst. Die simulierten Strangströme liegen geringfügig unter den gemessenen Werten. Zur Berechnung der aufgenommenen Leistung wurden die Simulationsergebnisse der Kupferverluste (Stator und Rotor), die Eisenverluste sowie die Reib- und Ventilationsverluste berücksichtigt. Die Simulationsergebnisse der aufgenommenen Leistung liegen ebenfalls unter den Messwerten. In der Tabelle sind auch die berechneten Werte ausgehend vom elektrischen Ersatzschaltbild der Maschine eingetragen. Die berechneten Strangströme stimmen mit den gemessenen Werten gut überein. Die gesamte Leistung setzt sich auch bei dieser Berechnung aus den bereits erwähnten Leistungen zusammen. Die Reib- und Ventilationsverluste sind über die gemessenen Strangspannungen und Drehzahlwerte mittels der inneren Leistung am schlupfabhängigen Rotorwiderstand berechnet. Zur analytischen Bestimmung der Eisenverluste wurde eine zugeschnittene Gleichung aus [15] herangezogen. Hierbei dienen die Herstellerangaben der Elektrobleche als Ausgangspunkt für die Bestimmung der Wirbelstrom- und Hystereseverluste. Bei der hier durchgeführten Rechnung wurde die Eisenmasse zwischen dem Zahn- und Jochbereich des Stators und des Rotors unterschieden. Mithilfe eines proportionalen Zusatzfaktor sind die fertigungstechnische Aspekte der Blechfertigung sowie die harmonischen Flussdichteanteile berücksichtigt worden. Werte für diesen Zusatzfaktors wurden aus [43] entnommen. Ausgehend von der Strangspannung ist der magnetische Fluss und hieraus die maximalen magnetischen Flussdichten abhängig von der Maschinengeometrie bestimmt worden und die jeweiligen Verluste konnten so abgeschätzt werden. Auch die mithilfe des Ersatzschaltbildes bestimmte aufgenommene Leistung liefert der Messung nahekommende Werte. In Abbildung 7.2 sind die Messwerte und die berechneten Werte noch einmal graphisch dargestellt.

## 7.2 Drehmoment-Drehzahlkennlinie

Um das Anfahrverhalten sowie die resultierenden Oberwellenmomente der Maschine näher zu betrachten, wurde die Drehmoment-Drehzahlkennlinie der Versuchsmaschine messtechnisch erfasst. Um die Versuchsmaschine thermisch beim Durchlaufen der Kennlinie nicht zu beschädigen, wurde die Messung mit einer reduzierten Klemmenspannung von  $U_1 = 80 \text{ V}$  durchgeführt. Zusätzlich bringt die reduzierte Klemmenspannung den Vorteil, dass die Maschine sich nicht bzw. nur gering in Sättigung befindet und die Oberwellenmomente unbeeinflusst von der Sättigung zu erkennen sind. In der Abbildung 7.3 a) ist der schematische Messaufbau zur Aufnahme der Kennlinie dargestellt.

## 7. Experimentelle Ergebnisse

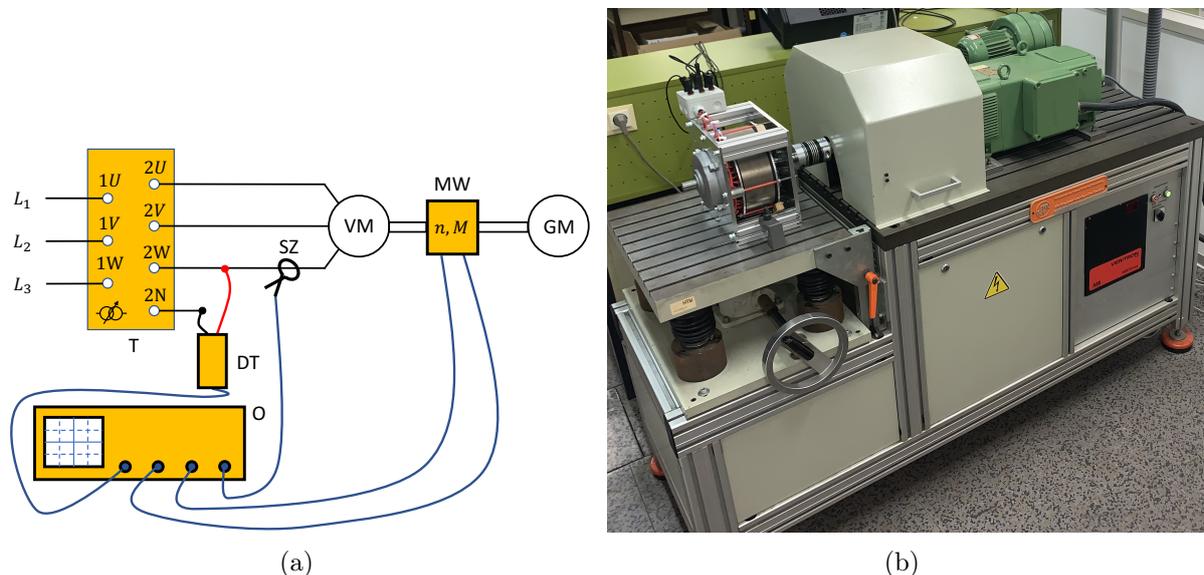


Abbildung 7.3: a) Schematischer Messaufbau zur Aufnahme der Drehmoment-Drehzahlkennlinie der Versuchsmaschine. T: regelbarer Transformator, VM: Versuchsmaschine, SZ: Stromzange, DT: Differentialastkopf, O: Oszilloskop, MW: Messwelle; GM: Gleichstrommaschine b) Versuchsmaschine am Maschinenprüfstand

Die Messung des Drehmoments sowie der Drehzahl erfolgte mithilfe einer Messwelle am Maschinenprüfstand. Über die belastende Gleichstrommaschine am Prüfstand wurde die Versuchsmaschine im Drehzahlbereich  $-n_s \leq n \leq n_s$  durchgeföhren und die Messwerte dokumentiert. In der Abbildung 7.3 b) ist die eingespannte Versuchsmaschine auf dem verwendeten Prüfstand zu erkennen.

In der Abbildung 7.4 ist die gemessene Drehmoment-Drehzahlkennlinie der Versuchsmaschine zu erkennen. Die Reib- und Ventilationsverluste wurden messtechnisch erfasst und zu den gemessenen Werten addiert, somit startet auch die gemessene Kennlinie bei der Synchrondrehzahl mit einem Drehmoment von Null. Weiterhin ist in dieser Abbildung die analytisch Berechnete und die mithilfe einer stationären FEM-Simulation bestimmte Kennlinie der Versuchsmaschine zu erkennen. Betrachtet man zunächst den Betriebsbereich der Maschine ( $750 \text{ min}^{-1}$  bis  $700 \text{ min}^{-1}$ ), so erkennt man eine sehr gute Übereinstimmung der Messwerte zu den beiden Modellrechnungen. Verlässt man den Betriebsbereich hin zum Kippmoment der Maschine, so ist zu erkennen, dass die analytische Berechnung mit dem ESB die höchste Abweichung zum gemessenen maximalen Drehmomentwert liefert. Dies lässt sich mit der Oberwellenstreuung erklären. Anhand der Messungen fällt diese größer aus als analytisch vorausberechnet. Ein grö-

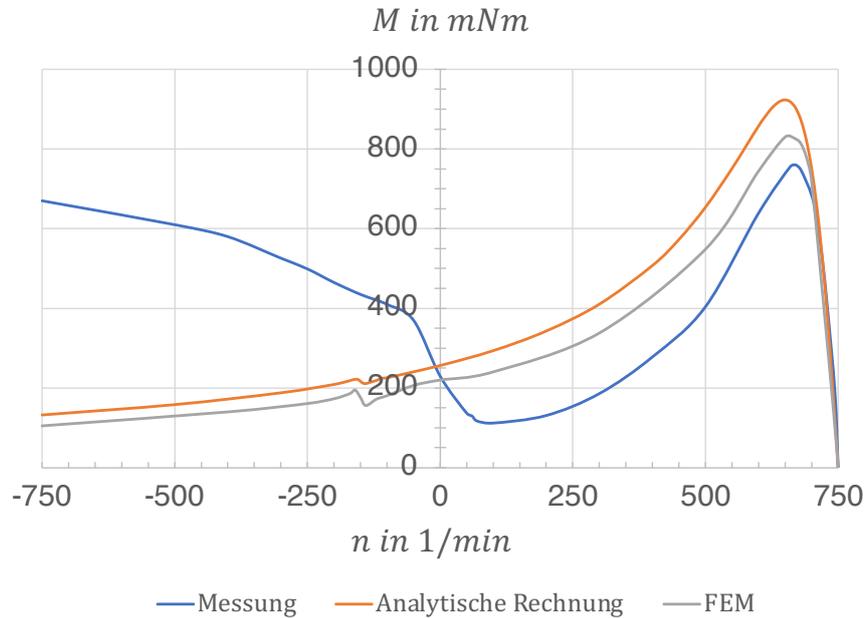


Abbildung 7.4: Gemessene, stationär simulierte (FEM - stationär) und berechnete (ESB) Drehmoment-Drehzahlkennlinie der Versuchsmaschine

ßerer Wert der Oberwellenstreuung führt zu einer größer werdenden Längsimpedanz im ESB und somit zu einem kleineren Kippmoment und zugleich zu einer Verkleinerung des Kippschlupfes. Im Vergleich zum ESB wird mittels der FEM-Simulation die Oberwellenstreuung realitätsnäher bestimmt und das Kippmoment als auch der Kippschlupf nähern sich dem gemessenen Wert deutlich an. Im Bereich der Drehzahl  $n_s/7$  ist, wie nach Kapitel 5 zu erwarten, kein asynchrones Drehmoment ausgehend von der 14-poligen Feldwelle der statorseitigen Urwicklung zu erkennen. Im Bereich des Stillstandes bis zur negativen Synchrondrehzahl, dem Bremsbetrieb sind deutliche Abweichungen der Messwerte zu den beiden Modellrechnungen zu erkennen. Die Ursache dieser unerwünschten Drehmomentanteile ist nicht auf die Ströme in der Rotorwicklung zurückzuführen sondern auf die Ströme im Rotorblechpaket und die damit einhergehenden Eisenverluste. Der Verlauf dieser unerwünschten Drehmomentanteile ist, wie in [32] und [15] näher beschrieben, gestreckter als der durch die Rotorwicklungsströme. Ausgehend von den stark auftretenden Statorharmonischen mit der Ordnungszahl 5 und 7, welche zugleich Nutungsharmonische darstellen, ist ein Verlauf des Drehmoments wie in Abbildung 7.5 zu erwarten. Dieser allgemeine Drehmomentverlauf deckt sich auch mit den Messergebnissen aus Abbildung 7.4. Beide Berechnungsmethoden berücksichtigen keine Ströme im Rotoreisen. Dieser Zusammenhang begründet auch, warum in beiden Maschinenmo-

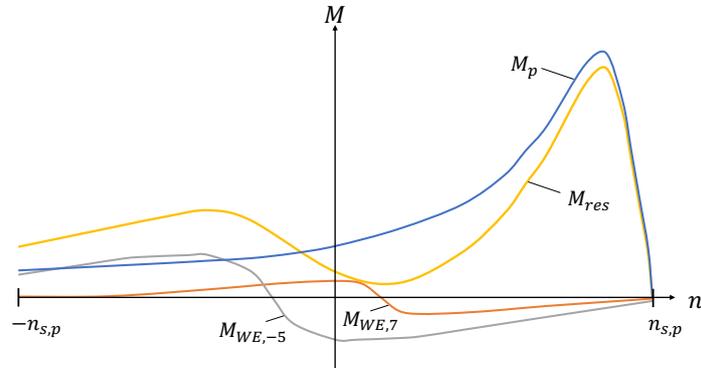


Abbildung 7.5: Allgemeiner Verlauf der Drehoment-Drehzahlkennlinie mit Einfluss der Oberwellenmomente  $M_{WE,\nu}$  hervorgerufen durch die Ströme im Rotoreisen

dellen (FEM und ESB) diese unerwünschten Drehmomentanteile nicht wiederzufinden sind. Der Vollständigkeit halber muss an dieser Stelle auch die Stromverdrängung der Rotorleiter angesprochen werden. Durch die Stromverdrängung, die im Bremsbereich besonders stark auftreten kann, vergrößert sich der Rotorwiderstand und das Kippmoment wandert weiter in den Bremsbereich hinein. Dies trifft auch auf die Drehmomentanteile, hervorgerufen durch die Flussdichteverteilung mit der Ordnungszahl 5, zu. Näheres hierzu kann z.B. [47] entnommen werden.

### 7.3 Theoretischer Vergleich der Versuchsmaschine

Um den Betriebsbereich der zahnpulenbewickelten Versuchsmaschine mit einer klassisch ausgelegten Asynchronmaschine mit einem Käfigläufer vergleichen zu können, sind zwei Referenzmaschinen entworfen worden. Der Stator der ersten Referenzmaschine wurde wie die Versuchsmaschine mit einer zweischichtigen Wicklungsanordnung ausgelegt. Da diese Art der Wicklung in dieser Leistungsklasse eher untypisch ist, wurde zusätzlich ein einschichtiger Statoraufbau für die zweite Referenzmaschine ausgelegt. Einige wichtige Kenndaten der drei Maschinen sind in der Tabelle 7.2 zu sehen. Der Entwurf und die Auslegung der Referenz-Käfigläufermaschinen erfolgte nach den in [43] aufgeführten Kriterien.

Betrachtet man den Drehzahlbereich von Synchrodrehzahl bis zur Nenndrehzahl der ausgelegten Maschinen so erkennt man, dass die erreichten Drehmomentwerte sehr gut

## 7. Experimentelle Ergebnisse

	Versuchsmaschine VM	Referenzmaschine 1 RM 1	Referenzmaschine 2 RM 2
Polpaarzahl	4	4	4
Nennleistung	500 W	500 W	500 W
Nenndrehzahl	$700 \text{ min}^{-1}$	$700 \text{ min}^{-1}$	$700 \text{ min}^{-1}$
Statorwicklungsanordnung	zweischichtig	zweischichtig	einschichtig
Spulenweite zu Polteilung $y/\tau_p$	1/3	5/6	1
Statordurchmesser	220 mm	220 mm	220 mm
Gesamtlänge	90 mm	90 mm	90 mm
Aktivteillänge	70 mm	42 mm	42 mm
Nutzahl Stator	24	48	48
Lochzahl Stator	1	2	2
Nutzahl Rotor	14	32	32
Lochzahl Rotor	1/4	-	-

Tabelle 7.2: Gegenüberstellung Auslegungsdaten der Versuchsmaschine, Referenzmaschine 1 und Referenzmaschine 2

übereinstimmen. Im anvisierten Operationsbereich der Versuchsmaschine ist ein vergleichbares Verhalten, bezugnehmend auf die Käfigläufermaschinen, festzustellen. In der Abbildung 7.6 a) ist der Betriebsbereich für die drei Maschinen mithilfe einer Drehmoment-Drehzahlkennlinie dargestellt. Bei einer Drehzahl von  $700 \text{ min}^{-1}$  erreichen die drei Maschinen in etwa die angestrebte Nennleistung. Ausgehend von den Ergebnissen aus der Abbildung 7.6 b) lässt sich eine höhere Stromaufnahme der Versuchsmaschine im direkten Vergleich zu den Käfigläufermaschinen feststellen. Wirft man einen Blick auf die Oberwellenstreuung der Statorwicklung, so liegt diese bei der Versuchsmaschine bei  $\sigma_{d,VM} = 0,096$ . Bei der Referenzmaschine 1 und 2 liegt dieser Wert bei  $\sigma_{d,RM1} = 0,0235$  und  $\sigma_{d,RM2} = 0,0284$ . Im Vergleich zu den beiden Referenzmaschinen weist die Versuchsmaschine somit einen deutlich höheren Oberwellengehalt auf. Diese Oberwellen werden vom Statorstrom erzeugt, daher liegt es nahe, dass der Magnetisierungsstrom der Versuchsmaschine höher ausfallen muss. Vergleicht man Abbildung 7.6 a) und 7.6 b) bei Nenndrehzahl so kann festgestellt werden, dass bei etwa gleicher Leistungsabgabe der Statorstrom der Versuchsmaschine 30 % höher ausfällt.

In der Abbildung 7.7 a) sind die aufsummierten Stromwärmeverluste der Stator- und Rotorseite für die drei betrachteten Maschinen über die Drehzahl aufgetragen. Eine höhere Stromaufnahme in der Statorwicklung bringt auch üblicherweise höhere Stromwärmeverluste mit sich. Betrachtet man jedoch die Abbildung 7.7 a), so fallen die Stromwärmeverluste unter den betrachteten Maschinen sehr ähnlich aus. Bei genauerer Betrachtung sind die Stromwärmeverluste der Versuchsmaschine sogar am geringsten. Diese geringere

## 7. Experimentelle Ergebnisse

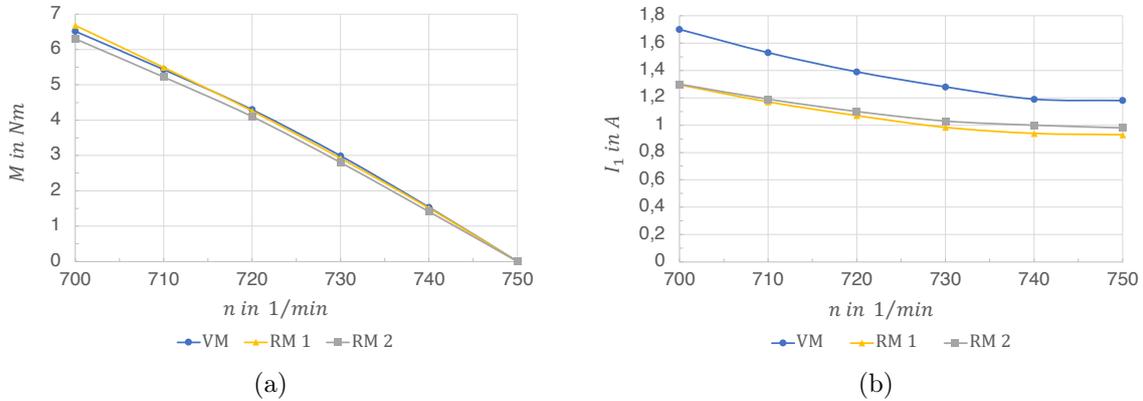


Abbildung 7.6: Vergleich Versuchsmaschine zu Referenzmaschinen 1 u. 2 a) Vergleich des inneren Drehmoments b) Strangstromaufnahme, berechnete Werte

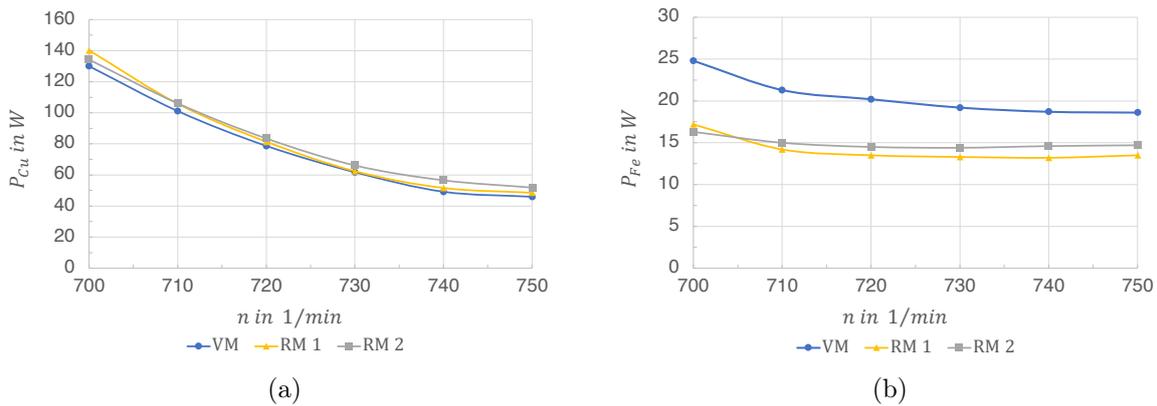


Abbildung 7.7: Vergleich Versuchsmaschine zu Referenzmaschinen 1 u. 2 a) Vergleich Stromwärmeverluste b) Eisenverluste, berechnete Werte

Stromwärmeverluste lassen sich mit dem kleineren Widerstandswert der Statorwicklung erklären. In der Tabelle 7.3 sind die Wicklungsfaktoren der Grundharmonischen und der resultierende Widerstandswert der Statorwicklung für die drei Maschinen angegeben. Die drei Maschinen sind mit den gleichen Werten für die Stromdichte, die mittlere Luftspaltflussdichte und die gleiche Strangspannung ausgelegt. Die Maschinengeometrie ist ebenfalls gleichbleibend, somit steigt die Windungszahl bei konstanter Strangspannung mit einem kleiner werdenden Wicklungsfaktor an. Trotz des geringsten Wicklungsfaktors der Versuchsmaschine, erzielt diese den geringsten ohmschen Widerstandswert für die Statorwicklung. Dieser geringe Widerstandswert ist auf die sehr kurzen Wickelköpfe der Zahnspulenwicklung zurückzuführen. Der geringfügig kleinere Wicklungsfaktor der

## 7. Experimentelle Ergebnisse

	Versuchsmaschine VM	Referenzmaschine 1 RM 1	Referenzmaschine 2 RM 2
$k_{w,p}$	0,5	0,933	0,966
$R_1$	11 $\Omega$	18,7 $\Omega$	18 $\Omega$

Tabelle 7.3: Gegenüberstellung Auslegungsdaten der Versuchsmaschine, Referenzmaschine 1 und Referenzmaschine 2

gesehnten Maschine RM 2 führt zu einer höheren Windungszahl und somit zu einem geringfügig größeren Statorwiderstandswert im Vergleich zur Maschine RM 2. In der Abbildung 7.7 b) sind die berechneten Eisenverluste der jeweiligen Maschine ebenfalls über die Drehzahl aufgetragen. Betrachtet man dieses Diagramm so fällt auf, dass die Eisenverluste der Versuchsmaschine im direkten Vergleich zu den beiden Referenzmaschinen höher ausfallen. Dies kann physikalisch durch den stärkeren Oberwellengehalt der Zahnspulenwicklung und den damit ansteigenden Wirbelstrom- und Ummagnetisierungsverlusten erklärt werden. Die Oberwellenstreuung der beiden Referenzmaschinen liegt nur geringfügig auseinander, somit sind bei gleichbleibendem Material ähnliche Eisenverluste zu erwarten. Dies ist auch im Diagramm im direkten Vergleich der RM 1 und RM 2 zu sehen.

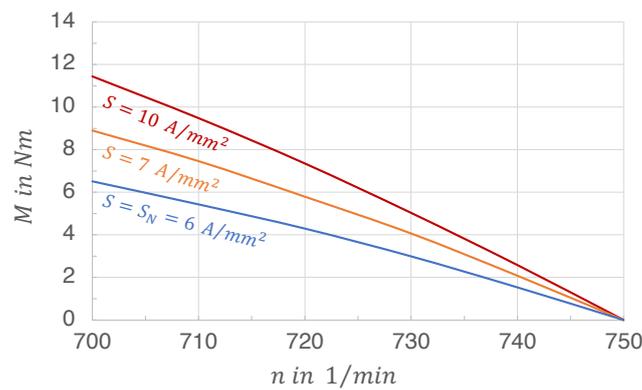


Abbildung 7.8: Drehmoment der Versuchsmaschine in Abhängigkeit der zugelassenen Stromdichte, berechnete Werte

Der bisherige Vergleich der drei Maschinen erfolgte unter dem gleichen Auslegungswert der Statorstromdichte. Somit sind die Vorteile der besseren Kühleigenschaften, siehe Kapitel 4.4, der Versuchsmaschine nicht zum Tragen gekommen. Vergrößert man

## 7. Experimentelle Ergebnisse

---

die zugelassene Statorstromdichte, so kann die Drehmomentausbeute der Versuchsmaschine deutlich gesteigert werden. In Abbildung 7.8 sind über den Betriebsbereich der Versuchsmaschine die berechneten Drehmomentwerte in Abhängigkeit der ausgelegten Stromdichte dargestellt. Als Stromdichte ist hierbei zum einen die Nennauslegung von  $6 \text{ A/mm}^2$  sowie die höheren Werte von  $7 \text{ A/mm}^2$  und  $10 \text{ A/mm}^2$  berücksichtigt worden. Mit der steigenden Stromdichte steigen auch die Stromwärmeverluste. Diese Verluste können jedoch aufgrund des Zahnspulenaufbaus deutlich einfacher abgeführt werden. Bereits mit dem Stromdichteanstieg auf  $7 \text{ A/mm}^2$  kann das resultierende Drehmoment im Nennpunkt der Versuchsmaschine von  $6,5 \text{ Nm}$  auf  $9 \text{ Nm}$  erhöht werden. Dies entspricht einem Leistungsanstieg von ca.  $40 \%$ . Mit dem Erhöhen der Stromdichte und der damit verbundenen Leistungssteigerung kann die Aktivteillänge der Maschine verkürzt werden, dies hat wiederum einen positiven Einfluss auf den Wicklungswiderstand und somit auf die Stromwärmeverluste.

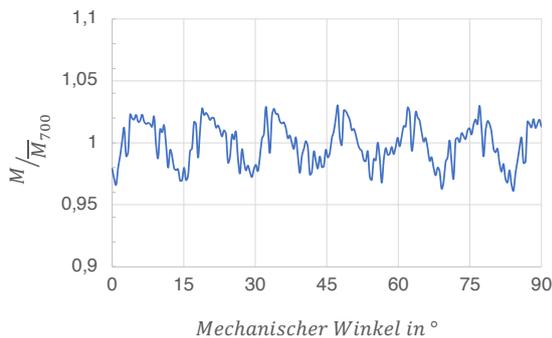


Abbildung 7.9: VM

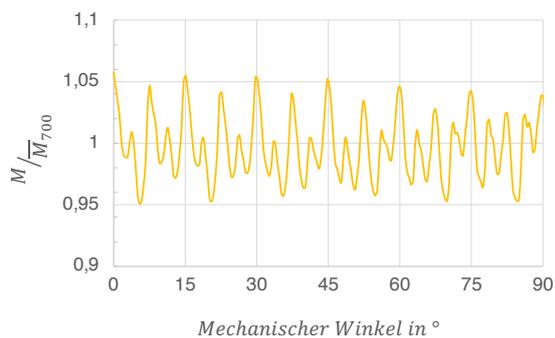


Abbildung 7.10: RM1

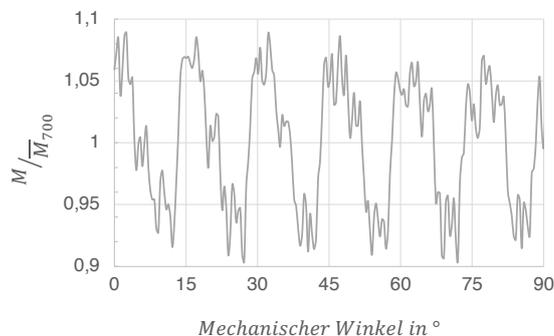


Abbildung 7.11: RM2

Eine weitere wichtige Maschinengegenüberstellung liefert die Drehmomentwelligkeit bei

einem festen Betriebspunkt. Hierzu wurden die drei Maschinenauslegungen unter gleichbleibenden Simulationsparametern sowie einem geschrägten Rotoraufbau berechnet. In den Abbildungen 7.9 bis 7.11 ist der resultierende bezogene Drehmomentverlauf der jeweiligen Maschine über eine viertel Maschinenumdrehung dargestellt. Die Simulationen beziehen sich in allen drei Fällen auf die Nenndrehzahl von  $700 \text{ min}^{-1}$ . Da in diesem Betriebspunkt das resultierende mittlere Drehmoment der drei Maschinen sich geringfügig unterscheidet, siehe Abbildung 7.6 a), ist das sich zeitlich ändernde Drehmoment auf den jeweiligen Drehmomentmittelwert bei Nenndrehzahl bezogen dargestellt. Betrachtet man zunächst die Referenzmaschinen untereinander, so liefert die Maschine RM 1 aufgrund ihres geringeren Oberwellengehaltes, welcher über die Oberwellenstreuung zum Ausdruck gebracht werden kann, die geringere Drehmomentwelligkeit. Betrachtet man den Drehmomentverlauf der Versuchsmaschine Abbildung 7.9, so ist deutlich zu erkennen, dass die VM im Vergleich zu den beiden Referenzmaschinen die geringste Drehmomentwelligkeit aufzeigt. Trotz der höheren Oberwellenstreuung der zahnspulenbewickelten Asynchronmaschine wird ein sehr guter Wert für die Drehmomentwelligkeit erreicht. Dies lässt sich zum einen durch den gewählten Rotorwicklungsaufbau, welcher eine geringe bzw. keinen Drehmomentanteil mit der statorseitigen 10 bzw. 14-poligen Feldwelle erzeugt, erklären. Zum anderen macht sich der positive Einfluss der geschrägten Rotorwicklung auf das resultierende Drehmoment bemerkbar.

Aufgrund der höheren Oberwellenstreuung der zahnspulenbewickelten Asynchronmaschine ist für das Kippmoment der VM ein geringerer Wert im Vergleich zu den Referenzmaschinen zu erwarten. Dies spiegelt sich auch in den Berechnung wieder. Die VM erreicht ein maximales Kippmoment von 11,2 Nm, was einem Verhältniss  $M_k/M_n \sim 1,6$  entspricht. Die Maschine RM 1 erreicht ein Kippmoment von 15,8 Nm und die Maschine RM 2 von 15,2 Nm, somit entspricht das Verhältnis  $M_k/M_n$  für beide Referenzmaschinen in etwa dem Wert 2,3.

### 7.4 Zusammenfassung

In den ersten beiden Teilen dieses Kapitels sind die eingesetzten Berechnungsmodelle mit den erzielten Messwerten gegenübergestellt. Beim Vergleich der Messwerte mit den herangezogenen analytischen Berechnungsmodellen sowie der eingesetzten FEM-Simulationen konnten gewisse Grenzen der Modelle festgestellt werden. Besonders im Bremsbetrieb der Maschine sind die Abweichungen nicht unerheblich. Für den Betriebsbereich der Maschine konnten die eingesetzten Modelle jedoch gute bis sehr gu-

## 7. Experimentelle Ergebnisse

---

te Ergebnisse liefern. Im letzten Teil des Kapitels werden zwei klassische Referenz-Maschinenauslegungen vorgestellt und die Betriebspunkte mit der Versuchsmaschine verglichen. Besonderes Augenmerk richtet sich bei diesem Vergleich auf das Drehmoment, die Stromaufnahme, die Stromwärme- und Eisenverluste sowie die Drehmomentwelligkeit.

## 8 Zusammenfassung und Ausblick

Im Bereich der Industrieantriebe spielt die Asynchronmaschine eine wichtige und verbreitete Rolle. Daher liegt es nahe, dass ein mechanisch einfach zu realisierender Maschinenaufbau besonders im Hinblick auf die gleichbleibende Wicklungsherstellung der Stator- und Rotorseite einen interessanten Ausgangspunkt darstellt. Der in dieser Arbeit gezeigte Aufbau einer Asynchronmaschine mit einer Zahnspulenwicklung im Stator als auch im Rotor erfüllt diesen Aspekt in Gänze. Ausgehend von der klassischen Maschinenbetrachtung, wird ein analytisches Maschinenmodell mit dem Fokus auf eine Zahnspulenwicklung aufgezeigt. Die Maschinensättigung wird hierbei über dem magnetischen Spannungsabfall im Zahn- und Jochbereich des Stators und Rotors abgebildet. Abhängig vom Wicklungsaufbau wird mithilfe des Strombelags die resultierende Durchflutungsverteilung bestimmt. Mittels der Fourier-Analyse wird die resultierende Durchflutungsverteilung näher untersucht und die vorhandenen Ordnungszahlen bestimmt. Die weitere Betrachtung und Berechnung der relevanten synchronen und asynchronen Drehmomentanteile, erzeugt von den jeweiligen Flussdichteanteilen, orientiert sich an den bestimmten Ordnungszahlen. Diese Ordnungszahlen symbolisieren zugleich die resultierende Polpaarzahl der jeweiligen Feldwelle. Es wird im Detail auf den Wicklungsfaktor sowie die Oberwellenstreuung eingegangen und herausgearbeitet, wieso diese Parameter für die Auslegung einer zahnspulenbewickelten Asynchronmaschine so wichtig sind. Ausgehend von einem mehrphasigen Rotorwicklungsaufbau sind Tabellen erstellt worden, aus denen der Wicklungsfaktor und die Oberwellenstreuung abhängig von der gewählten Nut- und Polpaarzahl bis zu einem neunphasigen Wicklungsaufbau entnommen werden können. Mit diesen Tabellen können sinnvolle Maschinenauslegungen erfolgen und mit der Oberwellenstreuung der Drehmomenteinfluss der jeweiligen Feldwelle grundlegend beurteilt werden.

Die klassische Herangehensweise bei der Dimensionierung einer Asynchronmaschine bildet den Startpunkt zur Auslegung einer zahnspulenbewickelten Maschine. Die Aktivteillänge der Maschine wird im Detail betrachtet. Mittels empirischer Daten existierender Käfigläufermaschinen wird bei gleichbleibender axialer Maschinenlänge ein Verhältnis

der Aktivteillänge einer Zahnspulenwicklung zu einem verteilten Wicklungsaufbau gebildet. Diese Betrachtung der Aktivteillänge stellt grundsätzlich und besonders bei einem kleiner werdenden Wicklungsfaktor eine hilfreiche und sinnvolle Größe zur Maschinenauslegung dar. Die Rotorschaltung wird für zwei verschiedene Aufbauformen untersucht. Zum einen der in einem m-phasigen Stern geschaltete Zahnspulenaufbau und zum anderen der kurzgeschlossene Zahnspulenaufbau. Die Vor- und Nachteile der jeweiligen Rotorschaltung, bezüglich der Interaktion mit den statorseitigen Feldwellen, wird näher betrachtet und Kriterien einer diesbezüglichen sinnvollen Auslegung vorgeschlagen. Hierbei spielt auch die Wahl der stator- und rotorseitigen Phasenanzahl eine entscheidende Rolle auf die im Detail eingegangen wird. Zusätzlich werden die leistungssteigernden Vorteile der Kühlung einer zahnspulenbewickelten Maschine im Stator und Rotor allgemein angesprochen und anschaulich beschrieben.

Ausgehend von einem dreiphasigen zahnspulenbewickelten Stator werden mehrere fünf- und siebenphasige Zahnspulenrotorwicklungen entworfen und berechnet. Die mittels einer FEM-Simulation bestimmten Ergebnisse werden mit den erarbeiteten analytischen Überlegungen und Ansätzen verglichen und im Detail diskutiert. Besondere Schwerpunkte liegen hierbei auf der Drehmoment-Drehzahlkennlinie und der Oberwelleneinfluss auf diese sowie der erzielten Drehmomentwelligkeit.

Ein vorteilhafter Maschinenentwurf ist aus den Beispielauslegungen ausgewählt und realisiert worden. Der Fertigungsprozess einer Versuchsmaschine wird im Detail dargestellt und auf Probleme bei der Herstellung eingegangen. Der mechanisch einfache Aufbau der zahnspulenbewickelten Asynchronmaschine wird ersichtlich dargelegt.

Die Versuchsmaschine wurde auf einem Prüfstand vermessen und mit den analytischen Berechnungen sowie der FEM-Simulation verglichen. Wie durch die Modellierung der Maschine zu erwarten, konnte die Versuchsmaschine problemlos eigenständig anlaufen. Das durch die Oberwellen beeinflusste Maschinenverhalten wurde durch die Messung der Drehmoment-Drehzahlkennlinie überprüft. Die analytische Modellierung mittels Ersatzschaltbildes sowie die FEM-Modellierung konnten gute bis sehr gute Ergebnisse im Motorbetrieb bzw. im Betriebsbereich der Maschine liefern. Mithilfe der Messungen konnten jedoch auch Grenzen der eingesetzten Modelle ermittelt werden. Besonders im Bremsbetrieb sind nicht unerhebliche Abweichungen beim Betrieb der Versuchsmaschine festgestellt worden. Nach der Verifizierung der eingesetzten Modelle mittels der Messungen wurde die Maschine mit zwei klassisch ausgelegten Referenzkäfigläufermaschinen verglichen. Hierzu wurden wichtige Auslegungsparameter wie z.B. Stromdichten, Flusssichtewerte, Geometrien usw. gleichbleibend zur Versuchsmaschine gewählt. Hierdurch kann

eine gute Vergleichbarkeit der Maschinen untereinander gewährleistet werden. Es konnte aufgezeigt werden, dass die Versuchsmaschine bei gleicher Leistungsabgabe vergleichbare Werte zu den Referenzmaschinen liefern konnte. Betrachtet wurden hierbei im Detail die Stromaufnahmen, Stromwärmeverluste, Eisenverluste sowie die Drehmomentwelligkeit der drei Maschinen. Unter der Berücksichtigung der besseren Kühleigenschaften der beidseitigen Zahnspulenwicklung, können im Vergleich zu den Referenzmaschinen deutlich höhere Drehmomentwerte erreicht werden. Das Potenzial dieses Maschinentyps wird so deutlich dargestellt.

Mithilfe der in dieser Arbeit aufgezeigten Berechnungen und Auslegungskriterien kann eine sinnvolle Maschinenauslegung einer zahnspulenbewickelten Asynchronmaschine erfolgen. Somit konnte das in der Literatur zu findende Meinungsbild zu diesem Maschinentyp erweitert werden. Zusätzlich können die hier aufgezeigten Lösungswege für weiterführende Tätigkeiten im Zusammenhang mit diesem Maschinentyp genutzt werden. Wichtige Folgepunkte, ausgehend von dieser Arbeit, wären:

- Die Erweiterung des analytischen Ersatzschaltbildes um die Ströme im Rotoreisen und der Stromverdrängung. Die resultierenden zusätzlichen Drehmomentanteile lassen sich somit besser vorausberechnen.
- Das eingesetzte FEM-Modell kann um einen 3D-Aufbau ergänzt werden und somit unter dem Nachteil einer erhöhten Rechenzeit genauere Ergebnisse erzielen.
- Der Aufbau eines mehrphasigen Frequenzumrichters ( $m \geq 3$ ) stellt eine interessante Erweiterung der vorliegenden Arbeit dar. Mit einem derartigen Umrichtersystem könnte die zahnspulenbewickelte Maschine als doppelt gespeiste Drehfeldmaschine operieren. Wird der Rotorwicklungsaufbau um Schleifringe ergänzt, so kann dieser über den Umrichter elektrisch versorgt werden. Hierdurch kann die Drehmomentausbeute zum klassischen asynchronen Betrieb gesteigert werden. Ausgehend von dieser Erweiterung, könnte die doppelt gespeiste zahnspulenbewickelte Drehfeldmaschine im Hinblick auf die Leistungsfähigkeit zu einer konventionellen permanentmagneterregten Synchronmaschine untersucht werden. Besonders im Bereich der Windkraftanlagen existiert für eine solche Maschine ein großes Einsatzgebiet.

## 9 Formelzeichen

$A$	Fläche, Strombelag, Phasenkennzeichnung
$b$	Breitenangabe
$B$	magnetische Flussdichte, Phasenkennzeichnung
$C$	Ausnutzungsfaktor, Phasenkennzeichnung
$d$	Durchmesser
$D$	Durchmesser, Phasenkennzeichnung
$E$	Phasenkennzeichnung
$f$	Frequenz
$F$	Phasenkennzeichnung
$g$	ganze Zahl
$G$	Phasenkennzeichnung
$h$	Höhenangabe
$H$	magnetische Feldstärke
$I$	Stromstärke
$k$	Allgemeiner Faktor
$k_c$	Carter-Faktor
$k_{Fe}$	Verhältnis Aktivteillänge Zahnspulenwicklung zu verteilter Wicklung
$k_l$	Verhältnis Aktivteillänge zur Gesamtlänge
$k_s$	Sehnungsfaktor
$k_{sch}$	Schrägungsfaktor
$k_w$	Wicklungsfaktor
$k_z$	Zonenfaktor
$l$	Längenangabe
$l_{Fe}$	Aktivteillänge bzw. Eisenlänge
$L$	Induktivität
$m$	Masse, Strangzahl
$M$	Drehmoment
$n$	Drehzahl
$N$	Nutzahl
$p$	Polpaarzahl
$P$	Wirkleistung

## 9. Formelzeichen

---

$q$	Lochzahl (Nuten pro Pol und Strang)
$\dot{q}$	Wärmestromdichte
$\dot{Q}$	Wärmestrom bzw. Wärmeleistung
$r$	Radius
$R$	elektrischer Widerstand
$s$	Schlupf
$S$	Scheinleistung, Stromdichte
$t$	Zeit, Urverteilung
$T$	Periodendauer
$U$	elektrische Spannung
$v$	Geschwindigkeit
$V$	Volumen, magnetische Spannung
$w$	Windungszahl
$W$	Energie
$x$	Umfangskoordinate, allgemeine Variable
$X$	Reaktanz
$y$	Spulenweite, allgemeine Variable
$Z$	Impedanz
$\alpha$	allgemeiner Winkel
$\alpha_n$	Nutwinkel
$\beta$	allgemeiner Winkel
$\gamma$	Umfangswinkel
$\delta$	Luftspaltbreite
$\delta'$	ideelle Luftspaltbreite unter Berücksichtigung der Nutung und magnetischem Spannungsabfall im Eisen
$\varepsilon$	allgemeiner Winkel
$\eta$	Wirkungsgrad
$\vartheta$	Temperaturangabe
$\Theta$	Durchflutungsverteilung (Felderregerkurve)
$\kappa$	elektrische Leitfähigkeit
$\lambda$	relativer Streuleitwert, Verhältnis Aktivteillänge zu Polteilung
$\mu$	Ordnungszahl
$\mu_0$	magnetische Permeabilität des Vakuums
$\nu$	Ordnungszahl
$\xi$	Druckscherfestigkeit
$\sigma_d$	Streuziffer der Oberwellenstreuung
$\tau_N$	Nutteilung
$\tau_p$	Polteilung
$\varphi$	Phasenwinkel
$\Phi$	magnetischer Fluss
$\Psi$	magnetische Flussverkettung
$\omega$	Kreisfrequenz

## Literaturverzeichnis

- [1] *Patent Nr. 92958 Mehrphasenmaschine mit ungleicher Ankerspulen- und Polzahl.* Deutsches Reichspatent, v. 1895.
- [2] ALBERTI, L. und N. BIANCHI: *Design and tests on a fractional-slot induction machine.* In: *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Seiten 166–172, 2012.
- [3] ASCHENDORF, B.: *FEM bei elektrischen Antrieben.* Springer, 2014.
- [4] BINDER, A.: *Vorausberechnung der Betriebskennlinien von Drehstrom Kurzschlussläufer-Asynchronmaschinen mit besonderer Berücksichtigung der Nutung.* Doktorarbeit, TU Wien, 1988.
- [5] BINDER, A.: *Elektrische Maschinen und Antriebe Grundlagen, Betriebsverhalten.* Springer Vieweg, 2017.
- [6] BOHN, T. (HRSG.): *Elektrische Energietechnik, aus: Handbuchreihe Energie, Bd. 4.* TÜV Rheinland, 1987.
- [7] BRAUN, M. und R. VOLLMER: *Drehstromasynchronmaschine*, 2005.
- [8] CRAVERO, L. G.: *Entwurf, Auslegung und Betriebsverhalten von dauermagneterregten bürstenlosen Motoren kleiner Leistung.* Doktorarbeit, 2006.
- [9] DAJAKU, G. und D. GERLING: *A Novel 24-Slots/10-Poles Winding Topology for Electric Machines.* IEEE, 2011.
- [10] DAJAKU, G. und D. GERLING: *A Novel Tooth Concentrated Winding with Low Space Harmonic Contents.* IEEE, 2013.
- [11] DAJAKU, G., D. GERLING und C. KLUSMANN: *New High Voltage 2-Pole Concentrated Winding and Corresponding Rotor Design for Induction Machines.* IEEE, 2015.

- [12] EL-REFAIE, AYMAN M. und MANOJ R. SHAH: *Comparison of Induction Machine Performance with Distributed and Fractional-Slot Concentrated Windings*. In: *Ind. Appl. Soc. IEEE-IAS Annu. Meet.*, Seiten 1–8, 2008.
- [13] FARSHADNIA, M.: *Advanced Theory of Fractional-Slot Concentrated-Wound Permanent Magnet Synchronous Machines*. Springer Nature Singapore Pte Ltd., 2018.
- [14] FASOLO, A.: *Multi Polar Direct Drive Permanent Magnet Synchronous Machine for Renewable Energy*. Doktorarbeit, Universita Degli Studi di Padova, 2013.
- [15] FISCHER, R.: *Elektrische Maschinen*. Hanser Verlag, 17., aktualisierte Auflage Auflage, 2017.
- [16] FROHNE, H., K. H. LÖCHERER, H. MÜLLER und F. MOELLER: *Grundlagen der Elektrotechnik*. Springer-Verlag, 2005.
- [17] GERLING, D. und O. MOROS: *New 30-Teeth/14-Poles Concentrated Winding For Use in Induction Machines*.
- [18] GERLING, D., O. MOROS und J. RICHNOW: *New Cost Effective Concentrated Winding Topology for Induction Machines*. In: *ANSYS Conference and CADFEM Users Meeting*, Nürnberg, 2014.
- [19] GOTTER, G.: *Erwärmung und Kühlung elektrischer Maschinen*. Springer-Verlag, 1954.
- [20] GOTTKEHASKAMP, R.: *Optimal gefertigt*. Antriebstechnik, Seiten 30–35, October 2007.
- [21] GOTTKEHASKAMP, R.: *Drehstromzahnspulenwicklung für Asynchronmaschinen*, 2008.
- [22] GUNDOGDU, T., G. KOMURZGOZ und B. MANTAR: *Implementation of fractional slot concentrated windings to Induction Machines*. IEEE, 2014.
- [23] HABENICHT, GERD: *Kleben—erfolgreich und fehlerfrei: Handwerk, Praktiker, Ausbildung, Industrie*. Springer, 2016.
- [24] HÄDRICH, O.: *ANSYS Conference and CADFEM Austria Users Meeting*. In: *Entwicklung elektrischer Maschinen mit ANSYS Maxwell*, 2016.

- [25] HARTMANN, A: *Analytische Verfahren zum Entwurf und Modellierung umrichter-gespeister, fremderregter Synchronmaschinen kleiner Leistung*. Doktorarbeit, Universität Siegen, 2016.
- [26] HEILES, F.: *Wicklungen elektrischer Maschinen und ihre Herstellung*, Band 2. Springer Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg, 1953.
- [27] HELLER, F. und W. KAUDERS: *Das Görgessche Durchflutungspolygon*. Archiv für Elektrotechnik, 29(9):599–616, 1935.
- [28] HOFMANN, H., J. SPINDLER und H. FISCHER: *Werkstoffe in der Elektrotechnik*. Hanser Fachbuchverlag, 2013.
- [29] HOFMANN, W.: *Elektrische Maschinen*. Pearson Deutschland GmbH, 2013.
- [30] HUTH, G.: *Optimierung des Wicklungssystems bei permanentmagneterregten AC - Servomotoren*. Electrical Engineering 81, Seiten 375 – 383, 1999.
- [31] HUTH, G. AND QIAN, K.: *Permanentmagneterregte AC-Servomotoren mit vereinfachten Wicklungssystemen*. Innovative Klein-und Mikroantriebstechnik, ETG-Fachbericht, 96:15, 2004.
- [32] JORDAN, H. und W. RAUBE: *Zum Problem der Zusatzverluste in Drehstrom-Asynchronmotoren*. ETZ-A, 93:541–545, 1972.
- [33] KLAMT, J.: *Berechnung und Bemessung elektrischer Maschinen: Asynchronmotor, Synchronmaschine, Gleichstrommaschine, elektrische Schlupfkupplung*. Springer-Verlag, 2013.
- [34] KLINGSHIRN, E.: *High phase order induction motors - part I - description and theoretical considerations*. Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-102:47–53, January 1983.
- [35] KLINGSHIRN, E.: *High phase order induction motors - part II - experimental results*. Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-102:54–59, 1983.
- [36] LIPO, T. A.: *Introduction to AC machine design*. John Wiley & Sons, 2017.
- [37] LIWSCHITZ, M.: *Die elektrischen Maschinen Band I Allgemeine Grundlagen*. B.G. Teubner, 1931.

- [38] LIWSCHITZ, M.: *Die elektrischen Maschinen Band III Berechnung und Bemessung*. B.G. Teubner, 1934.
- [39] LOHMANN, D. und N. PODBREGAR: *Im Fokus: Bodenschätze Die Jagd nach Selten Erden und anderen Rohstoffen*. Springer Verlag, 2012.
- [40] MASMOUDI, A.: *Design and Electromagnetic Feature Analysis of AC Rotating Machines*. SpringerBriefs in Electrical and Computer Engineering, 2019.
- [41] MÖLLER, H.: *Über die Drehmomente beim Anlauf von Drehstrommotoren mit Käfigankern*. Archiv für Elektrotechnik, 24(3):401–424, 1930.
- [42] MÜLLER, G. und B. PONICK: *Theorie elektrischer Maschinen*. Wiley-VCH Verlag, 4. Auflage Auflage, 2009.
- [43] MÜLLER, G., K VOGT und B. PONICK: *Berechnung elektrischer Maschinen*. Wiley-VCH Verlag, 6., Auflage Auflage, 2008.
- [44] MUNTEANU, A., L. LIVADARU, A. SIMION und B. VÎRLAN: *Single-Tooth Winding Induction Motor with External Rotor for Electric Vehicle Applications*. IEEE, 2016.
- [45] NASAR, S.A. und I. BOLDEA: *The Induction Machines Design Handbook*. CRC press, 2010.
- [46] NÜRNBERG, W: *Die Asynchronmaschine*. Heidelberg: Springer, 2. Auflage Auflage, 1963.
- [47] OSTOVIĆ, V.: *Computer-aided Analysis of Electric Machines: A Mathematica approach*. Prentice Hall, 1994.
- [48] OSTOVIĆ, V.: *The Art and Science of Rotating Field Machines Design*. 2017.
- [49] OSTOVIĆ, V., M. PACAS und A. GRÜN: *Elektrische Maschine, insbesondere Drehstrommaschine sowie deren Verwendung, Patentanmeldung DE 10 2018 111 100 A1*, 2018.
- [50] PAPULA, L.: *Mathematik für Ingenieure und Naturwissenschaftler Band 2*. Springer Fachmedien Wiesbaden, 2015.
- [51] PYRHÖNEN, J., T JOKINEN und V. HRABOVCOVA: *Design of Rotating Electrical Machines*. John Wiley and Sons. Ltd, Finland, 2008.

- [52] REICHERT, K.: *PM-Motors with Concentrated, Non Overlapping windings, Some Characteristics*. In: *ICEM*, Cracow, Poland, 5-8 September 2004.
- [53] REICHERT, K., W. CAI und D. FULTON: *Design of Permanent Magnet Motors with Low Torque Ripples*. In: *ICEM*, Espoo, Finland, 28-30 August 2000.
- [54] REICHERT, KONRAD: *Grosse Synchronmaschinen mit Zahnspulen und Permanentmagneterregung, Problemstellung, Lösung und Anwendung*. In: *Internationaler ETG-Kongress*, Düsseldorf, Deutschland, 27-28 Oktober 2009.
- [55] REZAZADEH, G. und F. TAHAMI UND 5 WEITERE: *Improvement of Concentrated Winding Layouts for Six-Phase Squirrel Cage Induction Motors*. IEEE, 2020.
- [56] RICHTER, R.: *Elektrische Maschinen, Erster Band*. Verlag von Julius Springer, 1924.
- [57] RICHTER, R.: *Elektrische Maschinen, Vierter Band Die Induktionsmaschine*. Verlag Birkhäuser, 1954.
- [58] RICHTER, R.: *Kurzes Lehrbuch der Elektrischen Maschinen: Wirkungsweise· Berechnung· Messung*. Springer-Verlag, 2013.
- [59] SAKAI, K., M. SUZUKI und K. TAKISHIMA: *Induction Machines with Novel Concentrated Windings*. IEEE, 2017.
- [60] SCHUISKY, W.: *Induktionsmaschinen*. Springer Verlag, Vienna, 1958.
- [61] SEINSCH, H. O.: *Oberfelderscheinungen in Drehfeldmaschinen: Grundlagen zur analytischen und numerischen Berechnung*. Teubner, 1992.
- [62] SEQUENZ, HEINRICH: *Die Wicklungen elektrischer Maschinen: Erster Band: Wechselstrom-Ankerwicklungen*. Springer-Verlag, 1950.
- [63] SIMONYI, K.: *Theoretische Elektrotechnik*, Band 20. VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften, 1971.
- [64] STIER, F.: *Entwurf und Berechnung von Drehstrom-Induktionsmaschinen IM B5*. 1960.
- [65] T. NOGUCHI, M. AOYAMA UND: *Squirrel-Cage Type Induction Machine Utilizing Space Harmonics for Secondary Excitation with Concentrated Winding Stator*. In:

- International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Band 21st, Jeju, Korea, October 2018.
- [66] TOLIYAT, H. A. und G. B. KLIMAN: *Handbook of electric motors*. CRC press, 2018.
- [67] VASKE, P. und J. H. RIGGERT: *Elektrische Maschinen und Umformer: Teil 2 Berechnung elektrischer Maschinen*. B. G. Teubner, 1974.
- [68] VOGT, K.: *Berechnung elektrischer Maschinen*. VCH Verlagsgesellschaft, Weinheim, 1996.
- [69] VON DOBBELER, C., F. MOELLER und T. WERR: *Leitfaden der Elektrotechnik: Konstruktion elektrischer Maschinen*. Teubner, 1950.
- [70] WADA, Y., N. WATANABE, M. NAKAMURA und I. HIROTSUKA: *A Study on the Characteristic of Concentrated-Winding Induction Motor*. In: *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Korea, 2018.
- [71] WATANABE, N., Y. WADA, M. NAKAMURA und I. HIROTSUKA: *Make a Trial Small Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motor with Concentrated Winding and Its Basic Characteristics*. In: *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2019.
- [72] WIEDEMANN, E. und W. KELLENBERGER: *Konstruktion elektrischer Maschinen*. Springer-Verlag, 1967.