

## **DIPLOMARBEIT**

ausgeführt zum Zwecke der Erlangung des akademischen  
Grades eines Diplom-Ingenieurs

über das Thema

### **Entwicklung und Konstruktion einer permanentmagneterregten Synchronmaschine für einen Formula Student Elektrorennboliden**

unter der Leitung und Betreuung von

**AO.UNIV.PROF. DIPL.-ING. DR. TECHN. ERICH SCHMIDT**  
E370 – Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe

eingereicht an der

**TECHNISCHEN UNIVERSITÄT WIEN**  
**FAKULTÄT FÜR ELEKTROTECHNIK UND INFORMATIONSTECHNIK**

vorgelegt von

**CHRISTIAN LECHNER, BSC**  
Matrikelnummer 0725941  
Hofstätten 9, 2833 Bromberg

Wien, März 2015

FÜR MEINE ELTERN

# Danksagung

Diese Diplomarbeit entstand am Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität Wien. Ich möchte mich an dieser Stelle herzlich bei meinem Betreuer Herrn Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Erich Schmidt bedanken, welcher mich während der Erstellung dieser Diplomarbeit laufend unterstützt hat und mir bei vielen theoretischen Problemen mit stets nützlichen Ratschlägen zur Seite stand. Weiters gilt mein Dank Herrn Dipl.-Ing. Johannes Heissenberger sowie Dipl.-Ing. Dr. techn. Martin Isaak, welche bei den Prüfstandmessungen immer ein offenes Ohr für die verschiedensten Probleme hatten.

Besonderer Dank gilt meinen Kollegen vom TU Wien Racing Team, die mir in unzähligen Stunden bei der Konzeptionierung bis zur Fertigstellung der Elektromotoren mit Rat und Tat zur Verfügung standen. Allen voran Igor Vojnovic und Oliver Motlik, welche vor allem bei der elektrischen und mechanischen Auslegung des Motors sowie der Fertigung und dem Betrieb am Prüfstand viel Zeit und Energie investiert haben.

Ein weiterer aufrichtiger Dank gilt den vielen Sponsoren des Rennteams, die keine Mühen gescheut haben und das Projekt mit finanziellen Mitteln, Fertigungskapazitäten sowie Materialsponsoring erst möglich gemacht haben. Allen voran die Firmen *Ehrlich & Co*, *Bomatec*, *Egston*, *Brisker* sowie *Peak Technology*, welche unter erhöhtem Einsatz ihrer Ressourcen den Großteil der Komponenten gefertigt haben.

Viel Geduld und Ausdauer während der gesamten Zeitdauer dieser Arbeit, vor allem während meiner Zeit als technischer Leiter und Teamleiter des Racing Teams der Rennsaison 2013/14, mussten meine Freunde und Angehörigen aufbringen, welche mich oft wochenlang kaum bis wenig gesehen hatten. Großer Dank gebührt dabei meiner liebenswerten Freundin, die mir in dieser schwierigen Zeit stets zur Seite gestanden hat, sowie meinen Eltern, die mich während meiner gesamten Ausbildung bedingungslos unterstützt haben.

# Kurzfassung

Diese Diplomarbeit beschäftigt sich mit der Auslegung, Konstruktion und Fertigung sowie Prüfstandtests einer permanentmagneterregten Synchronmaschine. Diese soll im ersten, rein elektrisch betriebenen Rennboliden *EDGE6* von TUW Racing, dem Rennteam der TU Wien, eingesetzt werden und bei den Formula Student Rennbewerben im Sommer 2014 im Einsatz sein. Ziel ist es eine Maschine zu entwickeln, die auf die speziellen Anforderungen eines solchen Rennwagens abgestimmt ist. Spezieller Fokus wird dabei auf hohe Leistungs- und Drehmomentdichte gelegt, um in weiterer Folge die Gesamtmasse des Rennwagens gering zu halten. Weiters sind die Maschinenparameter Leistung, Drehmoment, Drehzahl, Spannung sowie Abmessungen auf die Bedingungen im Rennbetrieb sowie auf das Gesamtfahrzeugkonzept abzustimmen, um ein optimales Packaging zu erhalten.

Analytische Berechnungen der groben Motorabmaße gehen den FEM-Simulationen voraus, aus welchen die genauen Abmessungen der Komponenten bestimmt werden. 3D-FEM-Berechnungen sind für die Auslegung der Magnetsegmentierung notwendig. Bei der mechanischen Auslegung sowie des gesamten Fertigungsprozesses kann dankenswerterweise auf Unterstützung des Racing Teams sowie dessen Sponsoren zurückgegriffen werden.

# Abstract

This master thesis deals with design, construction, manufacturing and test bench measurements of a permanent magnet synchronous machine. This machine is specially designed for the first electric racing car *EDGE6* of TUW Racing, the racing team of the Vienna University of Technology, and will be in use at the Formula Student racing competitions in summer of 2014. The goal is to develop an electrical machine which fits to the specific requirements of such a racing car. Special focus is placed on high power as well as high torque density to keep the total mass of the car low. Furthermore, the machine parameters power, torque, speed, voltage and dimensions are chosen to fit to the conditions in racing as well as on the overall vehicle concept in order to obtain an optimal packaging.

Analytical calculations of the electromagnetic parameters and geometric sizes are done before the FEM simulations, from which the exact dimensions of the components are determined. 3D-FEM calculations are necessary for the layout of the magnet segmentation. Special help for the mechanical design and the manufacturing process can be thankfully accessed from the racing team and its sponsors.

# Eidesstattliche Erklärung

Ich, Christian Lechner, Matrikel-Nr. 0725941, versichere hiermit, dass ich meine Diplomarbeit mit dem Thema

Entwicklung und Konstruktion einer permanentmagneterregten  
Synchronmaschine für einen Formula Student Elektrorennboliden

selbständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt habe, wobei ich alle wörtlichen und sinngemäßen Zitate als solche gekennzeichnet habe. Die Arbeit wurde bisher keiner anderen Prüfungsbehörde vorgelegt und auch nicht veröffentlicht.

Wien, März 2015

Christian Lechner

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Formula Student</b>	<b>3</b>
2.1	Austragungsorte . . . . .	3
2.2	Reglement . . . . .	4
2.3	Disziplinen . . . . .	4
2.4	TU Wien Racing . . . . .	6
2.5	Gesamtkonzept des <i>EDGE6</i> . . . . .	7
2.5.1	Chassis und Fahrwerk . . . . .	7
2.5.2	Elektrischer Antriebsstrang und Elektronik . . . . .	9
<b>3</b>	<b>Anforderungen an die Antriebsmaschinen</b>	<b>12</b>
3.1	Einschränkungen . . . . .	12
3.2	Drehmoment . . . . .	13
3.3	Getriebe . . . . .	14
3.4	Wechselrichter . . . . .	14
3.5	Batteriepack . . . . .	15
3.6	Auswahl des Maschinentyps . . . . .	15
3.7	Design Ziele . . . . .	18
<b>4</b>	<b>Maschinenkonzept</b>	<b>19</b>
4.1	Statorwicklung . . . . .	19
4.1.1	Zahnspulenwicklungen . . . . .	19
4.1.2	2/5 Bruchlochwicklung . . . . .	23
4.1.3	Nutenstern . . . . .	24
4.1.4	Tingley Schema . . . . .	27
4.1.5	Wicklungsfaktoren . . . . .	29
4.2	Statorblechpaket . . . . .	32
4.3	Halbach-Anordnung der Permanentmagnete . . . . .	33
4.4	Rotorblechpaket und Rotorwelle . . . . .	36
<b>5</b>	<b>Elektromagnetische Auslegung</b>	<b>38</b>
5.1	Analytische Auslegung . . . . .	38
5.1.1	Berechnung der Maschine . . . . .	40

5.2	Berechnung der Stator- und Wicklungsparameter . . . . .	43
5.2.1	Einfluss des Skin-Effekts . . . . .	46
5.3	Auslegung der Rotor- und Magnetparameter . . . . .	48
<b>6</b>	<b>Numerische Berechnungen</b>	<b>50</b>
6.1	Materialdefinitionen . . . . .	50
6.2	Nachbildung der Statordurchflutungen . . . . .	51
6.3	Halbach-Array vs. konventionelles Magnetdesign . . . . .	55
6.4	Offene vs. halbgeschlossene Nuten . . . . .	59
6.5	Verkettungsfluss und Leerlaufspannung . . . . .	61
6.6	Rastmoment . . . . .	63
6.7	Drehmoment . . . . .	64
6.8	Stranginduktivität . . . . .	66
6.9	Induzierte Spannung bei Nennbetrieb . . . . .	67
6.10	Wirbelstromverluste in den Magneten . . . . .	69
6.11	Zusammenfassung der Motorparameter . . . . .	72
<b>7</b>	<b>Aufbau</b>	<b>73</b>
7.1	Statorblechpaket . . . . .	73
7.2	Wicklung . . . . .	73
7.3	Rotor . . . . .	76
7.3.1	Rotorblechpaket . . . . .	76
7.3.2	Rotormagnetpaket . . . . .	76
7.3.3	Rotorwelle . . . . .	77
7.3.4	Wuchtscheiben . . . . .	78
7.3.5	Magnetbandage . . . . .	79
7.3.6	Positionsmessung . . . . .	80
7.4	Motorgehäuse . . . . .	80
7.4.1	Lagerschild . . . . .	81
7.4.2	Lagerung . . . . .	81
7.5	Montagevorrichtung . . . . .	82
<b>8</b>	<b>Messungen</b>	<b>85</b>
8.1	Prüfstands Aufbau . . . . .	85
8.2	Motormasse . . . . .	87
8.3	Strangwiderstand und Stranginduktivität . . . . .	89
8.4	Leerlaufspannung . . . . .	90
8.5	Drehmoment . . . . .	91
<b>9</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>93</b>

<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>96</b>
<b>Anhang A - Technische Zeichnungen</b>	<b>97</b>
A.1 Statorblechpaket . . . . .	97
A.2 Rotorblechpaket . . . . .	98
A.3 Magnete Nord-Süd . . . . .	99
A.4 Magnete Quer . . . . .	100
A.5 Rotorwelle . . . . .	101
A.6 Lagerschulter . . . . .	102
A.7 Rotorwellenkappe . . . . .	103
A.8 Resolverwelle . . . . .	104
A.9 Wuchtscheibe . . . . .	105
A.10 Motorgehäuse-Rohling . . . . .	106
A.11 Motorgehäuse . . . . .	107
A.12 Lagerschild . . . . .	108
<b>Anhang B - Datenblätter</b>	<b>109</b>
B.1 Aluminium-Siliziumcarbid-Legierung AMC225XE . . . . .	109
B.2 Infrarot-Temperatursensor . . . . .	110
B.3 Resolver . . . . .	111

# Formelzeichen und Symbole

## Formelzeichen - Lateinische Buchstaben

<b>Zeichen</b>	<b>Bedeutung</b>	<b>Einheit</b>
$A$	Fläche, allgemein	$m^2$
$A$	Strombelag	$A/m$
$A_Q$	Fläche einer Nut	$m^2$
$a$	Anzahl der parallelen Zweige einer Wicklung	1
$B$	magnetische Flussdichte	T
$\hat{B}_\delta$	Amplitude der magn. Flussdichte im Luftspalt	T
$B_r$	Remanenzflussdichte	T
$b$	Breite allgemein	m
$b_M$	Magnetbreite	m
$b_Z$	Statorzahnbreite	m
$C$	Esson'sche Ausnutzungszahl	$Ws/m^3$
$\cos(\varphi)$	Leistungsfaktor	1
$d$	Durchmesser, allgemein	m
$d_{ra}$	Rotoraußendurchmesser	m
$d_{ri}$	Rotorinnendurchmesser	m
$d_{sa}$	Statoraußendurchmesser	m
$d_{si}$	Statorinnendurchmesser	m
$F$	Kraft	N
$f$	Frequenz	Hz
$f_N$	Nennfrequenz	Hz
$H$	magnetische Feldstärke	$A/m$
$H_c$	Koerzitivfeldstärke	$A/m$
$h$	Höhe allgemein	m
$h_M$	Magnethöhe	m
$h_y$	Statorjochhöhe	m
$I$	Effektivwert des elektrischen Stroms	A
$I_S$	Effektivwert des Strangstromes	A
$i$	Momentanwert des elektrischen Stroms	A
$k$	Faktor allgemein	1
$k_{Cu,Q}$	Nutfüllfaktor	1

$L$	Induktivität	H
$l$	Länge allgemein	m
$l_e$	effektive Länge	m
$l_{Fe}$	Blechpaketlänge	m
$M$	Drehmoment	Nm
$m$	Strangzahl	1
$N_c$	Anzahl der Windungen pro Spule	1
$N_S$	Anzahl der Windungen pro Strang	1
$n$	Drehzahl	s <sup>-1</sup>
$n$	Nenner der Lochzahl	1
$n_N$	Nenndrehzahl	s <sup>-1</sup>
$P$	Wirkleistung	W
$p$	Polpaarzahl	1
$Q$	Nutenzahl	1
$q$	Anzahl Nuten pro Pol und Strang, Lochzahl	1
$R$	ohmscher Widerstand	Ω
$R_S$	Strangwiderstand	Ω
$r$	Radius allgemein	m
$S$	Scheinleistung im Luftspalt	VA
$t$	Zeit	s
$t$	Anzahl der Urwicklungen	1
$U$	Effektivwert der elektrischen Spannung	V
$U_i$	Effektivwert der induzierten bzw. inneren Spannung	V
$U_N$	Nennspannung	V
$U_S$	Strangspannung	V
$u$	Untersetzungsverhältnis	1
$V$	Volumen	m <sup>3</sup>
$v$	Geschwindigkeit	m/s
$W$	Spulenweite	m
$y$	Nutschritt	1
$z$	Zähler der Lochzahl	1
$z_L$	Anzahl der Litzen pro Leiter	1

## Formelzeichen - Griechische Buchstaben

Zeichen	Bedeutung	Einheit
$\alpha$	Winkel, Phasenverschiebung	°, rad
$\alpha$	Temperaturkoeffizient	K <sup>-1</sup>

$\delta$	Luftspalthöhe	m
$\Phi$	magnetischer Fluss	Vs
$\varphi$	Nutwinkel	$^{\circ}$ , rad
$\gamma$	Winkel, Rotorwinkel	$^{\circ}$ , rad
$\eta$	Wirkungsgrad	1
$\mu$	Permeabilität	H/m
$\mu_0$	Permeabilitätskonstante im Vakuum	H/m
$\mu_r$	relative Permeabilität des Materials	1
$\nu$	Wellenordnungszahl	1
$\Theta$	Durchflutung	A
$\rho$	Dichte allgemein	kg/m <sup>3</sup>
$\rho$	spezifischer ohmscher Widerstand allgemein	$\Omega$ m
$\sigma$	Eindringtiefe	m
$\sigma$	Sehnung	1
$\tau_p$	Polteilung	m
$\tau_Q$	Nutteilung	m
$\omega$	Kreisfrequenz	s <sup>-1</sup>
$\omega_m$	mechanische Winkelgeschwindigkeit	s <sup>-1</sup>
$\Psi$	magnetischer Verkettungsfluss	Vs
$\Psi_S$	Statorverkettungsfluss	Vs
$\xi$	Wicklungsfaktor	1
$\xi_1$	Wicklungsfaktor, Grundwelle	1
$\xi_S$	Sehnungsfaktor	1
$\xi_Z$	Zonenfaktor	1

## Indizes

<b>Zeichen</b>	<b>Bedeutung</b>
Aero	Aeropaket
Auto	Auto, Fahrzeug
a	außen
B	Betrieb
Cu	Kupfer
c	Koerzitiv, Spule
d	d-Achse
e	elektrisch
Fe	Eisen

i	innen, induziert
L	Leiter, Leerlauf
l	Litze
M	Magnet
m	magnetisch
max	maximal
mech	mechanisch
min	minimal
N	Nennwert
O	Oberfläche
P	Pol
Q	Nut
q	q-Achse
R	Raum, Rast
Rad	Rad, Reifen
r	Rotor, Remanenz
S	Strang, Sehne
s	Stator
T	Takt
U,V,W	Wicklungsstränge
w	Wickelkopf
Y	Sternpunkt
y	Joch
Z	Zone, Zahn
z	Zuleitung
$\delta$	Luftspalt
v	Wellenordnungszahl

## Operationszeichen

A	Effektivwert von a
$\hat{a}$	Spitzenwert von a
$\underline{a}$	Vektor a
$a^*$	a konjugiert komplex
$\Im(a)$	Imaginärteil von a
$\Re(a)$	Realteil von a

# 1 Einleitung

Das TU Wien Racing Team hat sich erstmals seit seiner Gründung für die Rennsaison 2014 für die Konstruktion eines Elektrorennboliden entschieden. Eine Recherche zu den am Markt verfügbaren Elektromotoren hat jedoch zu keinem zufriedenstellenden Ergebnis geführt. Einer der größten Punkte ist die hohe Masse, die sich mit meist über 10 kg bis zu 25 kg pro Motor zu Buche schlägt. Dies macht bei einer Gesamtfahrzeugmasse von unter 200 kg bereits einen erheblichen Anteil aus. Auch findet sich keine Maschine, welche die vom Fahrzeugkonzept, von der Fahrdynamik und vom Reglement vorgegebenen idealen Kennwerte (Leistung, Drehmoment, Spannung, Drehzahl, ...) ausreichend erfüllen kann. Handelsübliche Motoren sind somit für den Einsatz in einem High-Tech Rennwagen in mehreren Punkten nicht geeignet oder nur mit vielen Kompromissen einsetzbar.

Für ein gutes Gesamtfahrzeugkonzept hat man sich daher entschlossen, den Motor selbst zu entwickeln und zu fertigen. Somit wird die volle Flexibilität über die Motorparameter erreicht und diese kann optimal auf die Bedürfnisse des Rennwagens abgestimmt werden.

Diese Diplomarbeit verfolgt das Ziel, diesen Elektromotor komplett neu zu entwerfen und im *EDGE6*, dem ersten Elektrorennboliden des TU Wien Racing Teams, einzusetzen. Dabei sollen High-End Technologien und Materialien zum Einsatz kommen, um den Anforderungen an den Elektromotor in puncto hoher Leistungs- und Drehmomentdichte gerecht zu werden. Ein Foto des Rennwagens ist in Abbildung 1.1 zu sehen.

Die Arbeit unterteilt sich in folgende Teilaufgaben:

- Analyse der notwendigen Maschinenparameter
- Aufbau des Maschinenkonzeptes

- Grobauslegung der Maschine durch analytische Berechnungen
- Feinauslegung und Optimierung der Motorkomponenten durch FEM-Simulationen
- Aufbau und Fertigung des Elektromotors
- Messungen am Prüfstand
- Zusammenfassung und Ausblick



**Abbildung 1.1:** Der *EDGE6* im Renneinsatz in Hockenheim

## 2 Formula Student

Die *Formula Student* ist ein internationaler Konstruktionswettbewerb, bei dem sich Studententeams aus der ganzen Welt in statischen und dynamischen Disziplinen gegeneinander messen. Ziel ist es, innerhalb eines Jahres einen *Formula Style* Rennwagen selbstständig zu entwickeln und zu fertigen und damit bei den Rennevents möglichst viele Punkte in den einzelnen Bereichen zu erzielen. Dabei gewinnt das Team mit den höchsten Gesamtpunkten, aber auch aus den einzelnen Disziplinen gehen Siegerteams hervor. Das Reglement ist sehr offen gestaltet, um den Studierenden viele Freiheiten bezüglich der Konzeptwahl zu lassen und ihre Kreativität für innovative Lösungen zu fördern.

### 2.1 Austragungsorte

Der Wettbewerb wurde von der amerikanischen *SAE International*, der international aktiven *Society of Automotive Engineers*, im Jahr 1981 das erste Mal ausgetragen. Ziel war es, den Studenten praktisches Wissen und Erfahrungen im Rahmen eines Wettbewerbes anzueignen. Ende der 90er Jahre wurde die Veranstaltung das erste Mal in Europa ausgetragen. Nach Großbritannien (Silverstone Circuit) kam Deutschland (Hockenheimring) als zweites großes Rennevent mit jeweils etwa 115 Teams hinzu. Weitere europäische Bewerbe sind Italien (Riccardo Palletti Circuit), Österreich (Red Bull Ring), Ungarn (Győr) und Spanien (Circuit de Barcelona), bei denen jeweils zwischen 40 und 50 Teams gegeneinander antreten. Weiters gibt es noch inoffizielle Bewerbe, bei denen man auch mit Vorjahresfahrzeugen antreten darf. Neben den amerikanischen Austragungsorten Lincoln und Michigan gibt es noch Bewerbe in China, Japan, Indien sowie Australien. Weltweit sind bereits über 500 Teams angeführt. Viele Veranstalter erlauben bereits

die Verwendung eines elektrischen Antriebsstranges, die dann etwa 30-50 % des Teilnehmerfeldes ausmachen. Die Bewertung erfolgt dann entweder gemeinsam mit den Verbrennerfahrzeugen oder jeweils getrennt.

## 2.2 Reglement

Als Vorgabe für die Bewerbe gibt es ein Reglement [FSA], das es einzuhalten gilt, um teilnehmen zu dürfen. Dieses besteht aus Vorgaben, die das Aussehen bestimmen (z.B. *open-wheeled* und *open-cockpit*) sowie die Regeln zu den einzelnen Disziplinen sowie deren Punktevergabe. Hauptsächlich sind jedoch Sicherheitsbestimmungen angeführt, um einen möglichst unfallfreien Rennbetrieb zu ermöglichen. Seit dem Jahr 2010 ist es auch möglich, Rennboliden mit einem elektrischen Antriebsstrang auszustatten. Das Reglement wurde mit entsprechenden Kapiteln ausgestattet und Jahr für Jahr erweitert.

## 2.3 Disziplinen

Die Bewerbe bestehen aus einer Vielzahl an Disziplinen, die sich in statische und dynamische aufteilen. Zu den **statischen** gehört die Ausarbeitung und Präsentation eines *Business Plans*, eine Auflistung von vereinheitlichten Fertigungskosten sowie -prozessen im *Cost Report* sowie einer Verteidigung der geleisteten technischen Lösungen beim *Engineering Design*.

Bei den **dynamischen** Bewerben ist das Fahrzeug dann auf den Rennstrecken unterwegs. Sie unterteilen sich in die Bereiche *Skid Pad*, *Acceleration*, *Autocross* sowie *Endurance*. Bei letzterem wird außerdem die *Energy Efficiency* bewertet. Pro Disziplin gibt es zwei Fahrer, die jeweils zweimal antreten dürfen. Nur beim *Endurance* haben die Teams lediglich einen Antritt.

Beim *Skid Pad* wird eine liegende 8 gefahren, also jeweils zwei Kreisfahrten hintereinander im und zwei gegen den Uhrzeigersinn. Dabei gilt es den Kreis so

schnell wie möglich zu durchfahren, wobei eine möglichst große Querbeschleunigung erreicht werden will, ohne die Traktion zum Untergrund zu verlieren.

In der *Acceleration* Disziplin gewinnt jenes Fahrzeug, welches eine 75 m Gerade vom Stand aus am schnellsten durchfährt. Hohe Längsbeschleunigung ist in diesem Bewerb gefragt.

Der *Autocross* ist eine mit Leitkegeln abgesteckte Strecke mit geraden und unterschiedlich kurvigen Abschnitten sowie einem Slalom. Dabei gilt es einmal die Strecke möglichst schnell zu durchfahren. Das Fahrzeug mit der besten Sprintzeit gewinnt.

Der Hauptbewerb, der *Endurance*, ist eine etwas abgeänderte Strecke des *Autocross* und beinhaltet zusätzlich Überholzonen. Gefährliche Rad-an-Rad Überholmanöver sind nicht erlaubt und es sind nur etwa 3-4 Fahrzeuge gleichzeitig auf der Strecke. Es müssen insgesamt 22 km gefahren werden, nach der Hälfte der Strecke gibt es einen Fahrerwechsel. Die Startreihenfolge ergibt sich aus den Ergebnissen des *Autocross*, wobei meist die langsamsten Fahrzeuge zuerst an der Reihe sind. Die Rennwagen müssen sich in dieser Disziplin in puncto Zuverlässigkeit beweisen, da es nur einen Antritt gibt. Verliert man z.B. Öl, bricht eine Fahrwerkskomponente oder versagt die Elektronik, so scheidet man aus dieser Disziplin aus. Am Ende des Laufes wird noch die *Energy Efficiency* anhand des verbrauchten Sprits bzw. bei Elektrofahrzeugen mittels der verbrauchten Energiemenge bestimmt, und das Fahrzeug mit dem niedrigsten Energieverbrauch auf die Rundenzeit gewichtet bekommt die meisten Punkte.

Bevor der Rennwagen an den dynamischen Bewerben teilnehmen darf, muss sich das Team der technischen Abnahme (*Scrutineering*) stellen. Dabei wird das komplette Fahrzeug auf Regelkonformität überprüft. Es muss sich außerdem einem Kipptest (*Tilt Table*, Flüssigkeiten dürfen nicht austreten), einem Lautstärketest bei Verbrennern bzw. einem Regentest bei Elektrofahrzeugen sowie einem Bremsentest unterziehen, bei dem alle 4 Räder blockieren müssen, ohne dass sich das Fahrzeug verzieht.

Insgesamt gibt es 1000 Punkte zu erreichen. In der Tabelle 2.1 ist die Gewichtung der Punkte auf die einzelnen Disziplinen aufgeschlüsselt dargestellt. Die genaue Punkteverteilung ist von Event zu Event oft leicht unterschiedlich.

Business Plan	75
Cost Report	100
Engineering Design	150
Skid Pad	75
Acceleration	75
Autocross	100
Endurance	325
Energy Efficiency	100
Gesamtpunkte	1000

**Tabelle 2.1:** Punkteverteilung der einzelnen Disziplinen

## 2.4 TU Wien Racing

Das TU Wien Racing Team<sup>1</sup> wurde im Jahr 2007 von rennsportbegeisterten Studierenden der Technischen Universität Wien gegründet. Neben der TU Graz und dem FH Joanneum Graz war es lange Zeit eines der drei österreichischen Teams, das an den Formula Student Wettbewerben teilnimmt. Seit 2013 hat nun auch die FH Campus in Wien ein junges Rennteam, welches 2014 erstmals beim Rennen in Spielberg angetreten ist.

Das Racing Team organisiert sich komplett selbst und finanziert sich durch Sponsoren aus der Wirtschaft, die mit Geldmitteln, Materialsponsoring, Fertigungskapazitäten sowie Softwarelizenzen das Projekt Jahr für Jahr ermöglichen.

TU Wien Racing ist seit jeher ein innovatives Team, das viel Wert auf sorgfältige und durchdachte Konstruktionen legt und auch oft eine Vorreiterrolle betreffend

<sup>1</sup>vollständiger Name: TUW Racing - Rennteam der TU Wien, [www.racing.tuwien.ac.at](http://www.racing.tuwien.ac.at)

der eingesetzten Technologie in der Formula Student Rennserie einnimmt (z.B. Carbon-Gitterrohrrahmen als weltweit einziges Team). Die ersten fünf Rennboliden der *EDGE* Serie sind mit einem Einzylinder Motor von KTM ausgestattet, der über ein Differentialgetriebe die beiden Hinterräder antreibt. Seit dem *EDGE5* ist das Chassis als einteiliges Carbon-Monocoque gefertigt und besitzt ein Aeropaket. Der *EDGE6* ist das erste Fahrzeug mit einem elektrischen Antriebsstrang, das sich im Sommer 2014 auf den Bewerben in Silverstone, Hockenheim und Spielberg gegen andere Universitäten beweisen musste. In Abbildung 2.1 sind die ersten fünf vom Rennteam selbstentwickelten Rennboliden mit Verbrennungskraftmotor zu sehen.

## 2.5 Gesamtkonzept des *EDGE6*

Bereits parallel zur Saison des *EDGE5* wurde das Konzept des *EDGE6* vorentwickelt, um den Herausforderungen beim Umstieg auf ein Elektrofahrzeug besser gewachsen zu sein. Die Hauptänderungen konzentrierten sich auf die Neuentwicklung und Integration aller notwendigen Komponenten für den elektrischen Antriebsstrang sowie auf Verbesserung von Schwachstellen und Gewichtsreduktionen in den anderen Komponenten.

### 2.5.1 Chassis und Fahrwerk

Die Karosserie des *EDGE6* ist ein einteiliges Carbon-Monocoque, das in Sandwichbauweise mit Aluminiumwaben als Zwischenschicht gefertigt wurde. Lokal verlegte, unidirektionale Carbonlagen erhöhen die Torsionssteifigkeit und verringern das Gesamtgewicht. Die Form des Chassis ist aus Kostengründen dieselbe wie die des Vorgängermodells, weshalb beim Packaging mehrere Kompromisse eingegangen werden mussten.

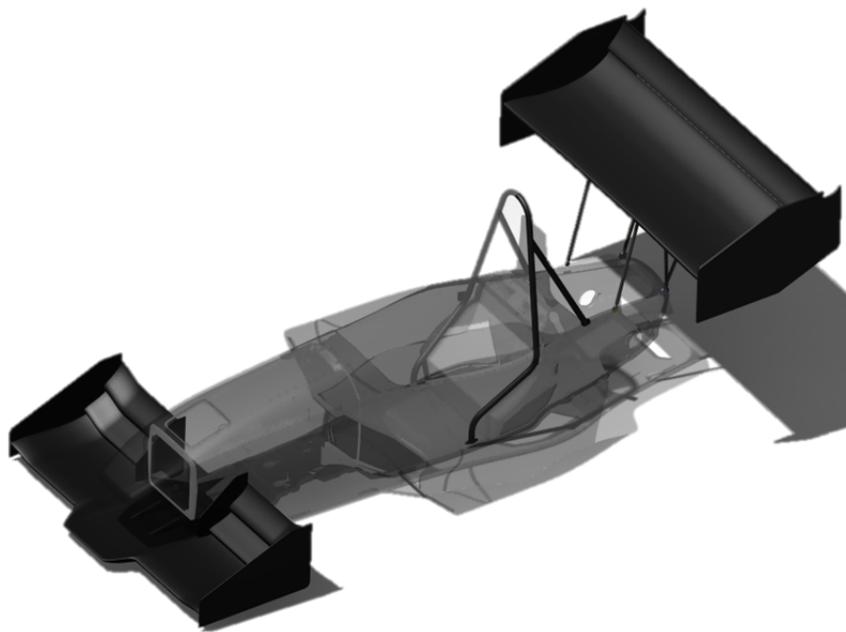
Das Bodywork, das Lenkrad sowie die Nase des Fahrzeuges, die als Crashelement dient, sind ebenfalls aus Carbon gefertigt. Das Aeropaket besteht aus einem Front- sowie einem Heckflügel, welche mittels CFD-Simulationen ausgelegt und



**Abbildung 2.1:** Die *EDGE1* bis *EDGE5* Rennboliden sind jeweils mit einem Verbrennungskraftmotor ausgestattet

im Windkanal getestet worden sind. Der vordere Überrollbügel ist in die Sandwichstruktur integriert und bietet dem Fahrer zusammen mit dem Hauptüberrollbügel Schutz bei einem Überschlag des Fahrzeuges. Die Pedalerie ist verstellbar ausgeführt, um die Position der Fußlänge der verschiedenen Fahrer schnell anpassen zu können. Abbildung 2.2 zeigt ein CAD-Rendering der Karosserie sowie des Aeropaketes.

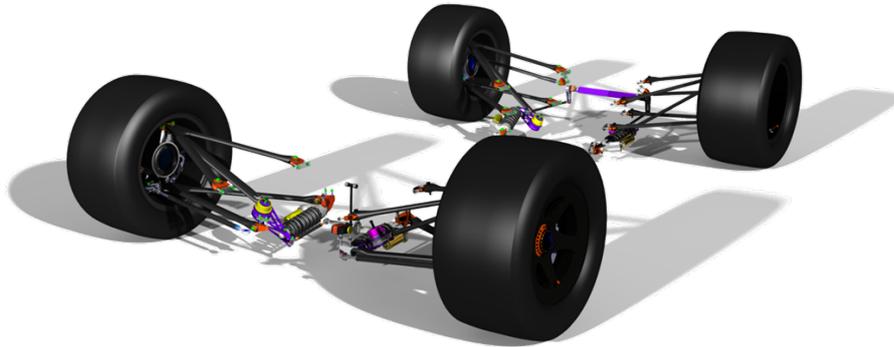
Das Fahrwerk besteht aus hohl laminierten Carbon-Doppeldreieck-Querlenkern, die mit einer Zugstange (*Pullrod*) mit dem horizontal orientierten Feder-Dämpfer-System verbunden ist. Die Radträger sind zwecks Gewichtseinsparung aus zwei Aluminiumschalen gefertigt, die miteinander verklebt sind. Die 10" Carbonfelgen gehören zu den leichtesten in der gesamten Formula Student Rennserie und können sowohl die 7.5" breiten Slicks als auch die 6" breiten Regenreifen tragen. In Abbildung 2.3 ist das gesamte Fahrwerk des *EDGE6* als CAD-Rendering dargestellt.



**Abbildung 2.2:** Rendering des Chassis und des Aeropaketes des *EDGE6*

## 2.5.2 Elektrischer Antriebsstrang und Elektronik

Das Hochvolt-Akkupack als Energieträger und schwerste Komponente des Antriebsstranges ist in der Nähe der Drehachse des Fahrzeuges und daher gleich hinter dem Fahrer positioniert. Diesen trennt aus Sicherheitsgründen eine Firewall von allen Hochvoltkomponenten im Motorraum. Das Akkupack ist quer zur Fahrtrichtung durch Ausnehmungen im Chassis geführt und kann dadurch ein-



**Abbildung 2.3:** Rendering des Fahrwerks des *EDGE6*

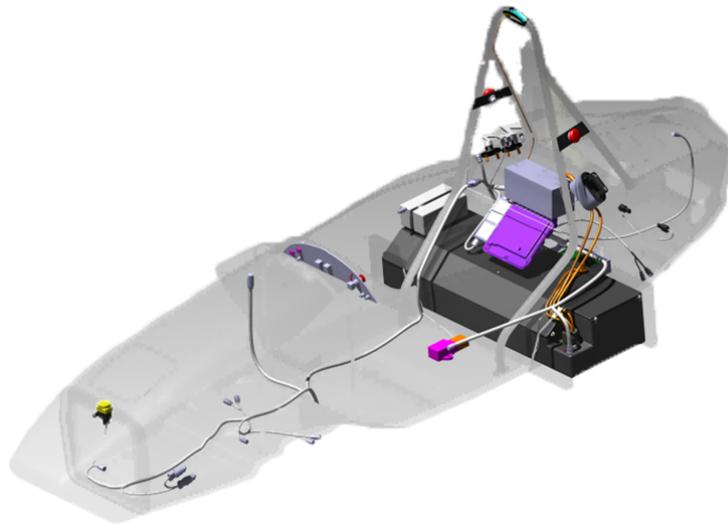
fach und schnell ein- und ausgebaut werden. Die Lithium-Polymer Zellen werden von einem Batteriemanagementsystem laufend überwacht und dieses schaltet das gesamte System bei einem Notfall ab. Hinter dem Pack ist das Gehäuse der Leistungselektronik verbaut, welches zwei Hybrid Kit 1 Umrichter der Firma Infineon beinhaltet.

Das Steuergerät ist von der Fa. TTTech und kann mit Matlab-Simulink frei programmiert werden. Dutzende Sensoren (u.a. Raddrehzahl, Bremsscheibentemperatur, Beschleunigungen, Lenkradeinschlag, etc.) werden laufend überwacht und in der Software ausgewertet. Ein Sicherheitskreis mit Not-Aus-Schaltern und diverse andere Sicherheitseinrichtungen (z.B. Crash Sensor und Interlock Kreise) laufen durch das ganze Fahrzeug und schützen den Fahrer sowie Personen im Umkreis des Fahrzeuges.

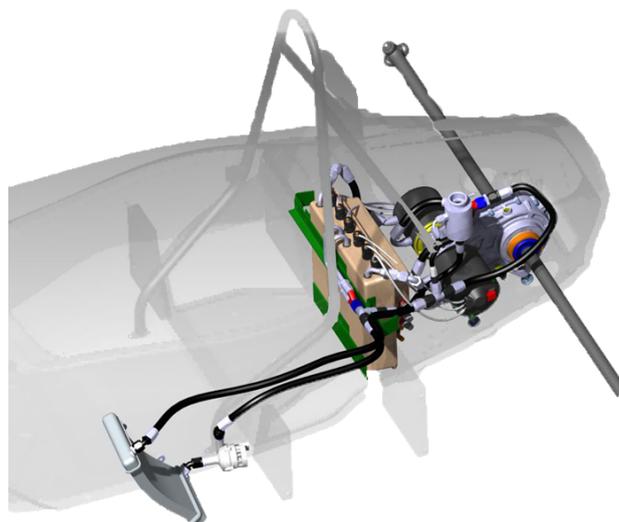
Um aktiv in die Fahrdynamik des Fahrzeuges eingreifen zu können, wird im *EDGE6* jedes Hinterrad einzeln von einem eigenen Elektromotor angetrieben. Somit kann das Drehmoment je nach Fahrsituation variabel und elektronisch geregelt auf beide Hinterräder verteilt werden.

Das Getriebegehäuse beinhaltet zwei unabhängig voneinander aufgebaute Getriebeeinheiten, die mit jeweils einem Elektromotor verbunden sind. Carbon-Antriebswellen übertragen schließlich das Drehmoment auf die Räder.

Der Kühlkreis ist parallel aufgebaut. Das Wasser teilt sich nach dem Kühler auf und durchfließt den jeweils zugehörigen Wechselrichter und Motor und danach wieder in einer gemeinsamen Leitung zurück zum Kühler. In Abbildung 2.4 und 2.5 sind die Komponenten der Elektronik sowie des elektrischen Antriebsstranges und deren Positionierung im Gesamtfahrzeug zu sehen.



**Abbildung 2.4:** Aufbau der Elektronik und des Kabelbaumes



**Abbildung 2.5:** Konzept der Antriebseinheit mit Kühlkreislauf

# 3 Anforderungen an die Antriebsmaschinen

Der Traktionsmotor soll den Formula Student Rennbolide *EDGE6* des TU Wien Racing Teams antreiben und an dessen speziellen Einsatzzweck sowie Anforderungen angepasst sein. Er soll einem Rennmotor entsprechend eine hohe Drehmomentdichte bei kompakten Abmessungen erfüllen. Der Einsatz von High-Tech Materialien sowie Fertigungsprozessen ist erwünscht, um die Möglichkeiten der aktuellen Technik auszunutzen. Außerdem soll er als Basis für weitere Entwicklungen und Verbesserungen dienen. Der Rennwagen soll vorerst mit zwei Motoren ausgestattet sein, so dass jeweils ein Motor ein Hinterrad antreibt. Die Weiterentwicklung zu einem allradgetriebenen Fahrzeug mit dementsprechend vier Motoren ist angedacht.

## 3.1 Einschränkungen

Um den Elektromotor regelkonform auszuführen, sind einige Limitierungen vom Formula Student Reglement vorgegeben:

- Die maximale Leistung, die von der Batterie gezogen werden darf, ist auf  $85 \text{ kW}^1$  limitiert. Diese wird mit einem Leistungsmessgerät, das beim Bewerb zur Verfügung gestellt wird, laufend gemessen und aufgezeichnet. Wird die Leistung länger als 100 ms durchgehend oder während 500 ms gemittelt überschritten, bedeutet dies eine Disqualifikation vom jeweiligen Bewerb [FSA, Kap. EV2.2].

---

<sup>1</sup>Das Reglement von 2015 hat die Leistung auf 80 kW begrenzt

- Die obere Spannungsgrenze für alle im Fahrzeug vorkommenden Potentiale ist mit 600 V vorgegeben [FSA, Kap. EV1.1.2]
- Die minimale Wandstärke des Motorgehäuses muss 3 mm sein [FSA, Kap. EV2.1.2]. Dies limitiert das Optimierungspotential der Masse des Gehäuses.
- Durch die Streckenführung, die sehr kurvig gehalten ist, ist eine Maximalgeschwindigkeit des Fahrzeuges je nach Bewerb von etwa 100-110 km/h sowie eine Durchschnittsgeschwindigkeit von ca. 60-70 km/h gegeben.

## 3.2 Drehmoment

Um das pro Rad maximal übertragbare Drehmoment zu bestimmen, sind einige Faktoren zu berücksichtigen. Der Außendurchmesser der Slicks sowie der Regenreifen ist mit 18" vorgegeben, wobei der maximal erreichbare Reibungskoeffizient zum Belag der Straße bei  $\mu_{Reib} = 1.7$  liegt. Die Gesamtmasse inklusive Fahrer liegt bei etwa 240 kg. Das Aeropaket bestehend aus vorderem und hinterem Flügel bringt 490 N zusätzliche Downforce auf die Straße. Beim Beschleunigungsvorgang verlagert sich das Gewicht auf die hintere Achse, wobei dies etwa im Verhältnis 35:65 passiert.

Pro Hinterrad berechnet sich somit die Kraft, die maximal auf den Straßenbelag angreift, zu

$$\begin{aligned}
 F_{Rad} &= \frac{(m_{Auto} \cdot g + F_{Aero}) \cdot \mu_{Reib} \cdot k_{hinten}}{2} \\
 &= \frac{(240 \text{ kg} \cdot 9.81 \text{ m/s}^2 + 490 \text{ N}) \cdot 1.7 \cdot 0.65}{2} = 1571 \text{ N}
 \end{aligned}$$

Diese Kraft kann nun mit dem Radradius  $r_{Rad} = 18'' \cdot 0.0254 \text{ m}/2 = 0.228 \text{ m}$  multipliziert werden und das übertragbare Drehmoment folgt zu

$$M_{Rad} = F_{Rad} \cdot r_{Rad} = 1571 \text{ N} \cdot 0.228 \text{ m} = 358.2 \text{ Nm.}$$

Als Ausgangsbasis für die Berechnung des am Motor notwendigen Drehmomentes wurde somit  $M_{max} = 360 \text{ Nm}$  gewählt.

### 3.3 Getriebe

Das Getriebe untersetzt die hohe Drehzahl des Motors auf die Raddrehzahl. Es ist von Teammitgliedern selbst konstruiert und besitzt ein Untersetzungsverhältnis von  $u = 11.88 : 1$ . Bei einer Maximalgeschwindigkeit des Rennwagens von  $v_{max} = 100 \text{ km/h}$  errechnet sich die Raddrehzahl zu

$$n_{Rad} = v_{max} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot r_{Rad}}$$
$$n_{Rad} = \frac{100 \text{ km/h}}{3600 \text{ s/h}} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot 0.228 \text{ m}} \cdot 60 \text{ s/min} = 1163 \text{ min}^{-1}.$$

Die notwendige Motordrehzahl zum Erreichen der Maximalgeschwindigkeit ist somit

$$n_{max} = n_{Rad} \cdot u = 1163 \text{ min}^{-1} \cdot 11.88 = 13816 \text{ min}^{-1} \Rightarrow 14000 \text{ min}^{-1}.$$

Der Motor ist somit auf eine Maximaldrehzahl von  $14000 \text{ min}^{-1}$  auszulegen. Mit Implementierung einer Feldschwächung kann die Motordrehzahl weiter erhöht werden. Dies ist aber nicht Ziel dieser Diplomarbeit.

### 3.4 Wechselrichter

Als Wechselrichter kommt das *Infineon Hybrid Kit 1 Pin Fin* zum Einsatz. Dies ist ein Evaluation Board, das auf das IGBT-Sixpack Modul *Hybrid Pack* aufbaut. Aufgrund der kompakten Abmaße und der geringen Masse eignet es sich gut für den Einsatz im *EDGE6*. Das Hybrid Kit ist mit einer Maximalspannung von  $450 \text{ V}$

spezifiziert und hat eine Leistung von 40 kW. Die Software ist frei programmierbar und kann somit nach Belieben verändert und adaptiert werden. Der Wechselrichter hat Eingänge für verschiedene Lagegeber. Dazu zählen ein inkrementeller Lagegeber, ein GMR<sup>2</sup> Sensor sowie ein Resolver.

### 3.5 Batteriepack

Das Batteriepack besteht aus Lithium-Polymer (LiPo) Akkuzellen mit einer Kapazität von 5.4 Ah, von denen 104 in Serie und jeweils 3 parallel geschaltet sind. Die Zellchemie der LiPo-Zellen hat eine maximale Zellspannung von 4.2 V und eine Nennspannung von 3.7 V. Somit ergibt sich eine Maximalspannung von  $U_{max} = 104 \cdot 4.2 \text{ V} = 436.8 \text{ V} \approx 437 \text{ V}$  bzw. eine Nennspannung von  $U_N = 104 \cdot 3.7 \text{ V} = 384.8 \text{ V} \approx 385 \text{ V}$  bei einem Gesamtenergieinhalt des Akkupacks von  $E_{max} = 104 \cdot 3.7 \text{ V} \cdot 3 \cdot 5.4 \text{ Ah} \approx 6.23 \text{ kWh}$ .

### 3.6 Auswahl des Maschinentyps

Es gibt eine Vielzahl an elektrischen Maschinen von kleinsten Leistungen bis zu einigen hundert Megawatt, die sich entsprechend ihrem Wirkungsprinzip in typisch drei Gruppen unterteilen lassen:

- Kommutatormaschine (Gleichstrommotor, Universalmotor, ...)
- Asynchronmaschine (Kurzschluss- und Schleifringläufer, Repulsionsmotor, Spaltpolmotor, ...)
- Synchronmaschine (elektrisch oder permanentmagneterregt, Reluktanzmotor, bürstenloser Gleichstrommotor, ...)

Mit der Formel der Leistung  $P = 2\pi \cdot n \cdot M$  erkennt man, dass mit einer hohen Drehzahl  $n$  bei niedrigem Drehmoment  $M$  oder einer niedrigen Drehzahl bei hohem Drehmoment dieselbe Leistung umgesetzt werden kann. Für ein großes Drehmo-

---

<sup>2</sup>Vom englischen *giant magnetoresistance*, quantenmechanischer Effekt, der u.a. zur Positionsmessung verwendet wird

ment steigt aber auch das notwendige Bohrungsvolumen (Luftspaltdurchmesser und Motorlänge) und somit auch Größe und Masse des Motors. Eine hohe Drehzahl ist daher beim Bau eines kompakten Motors vorteilhaft, solange sich die Masse des angeschlossenen Getriebes aufgrund des höheren notwendigen Übersetzungsverhältnisses die Balance hält.

Gleichstrommaschinen sind zwar einfach in der Ansteuerung, aber in ihrer Drehzahl aufgrund der notwendigen Kommutierung stark beschränkt und daher weniger gut für Maschinen hoher Drehmoment- und Leistungsdichte geeignet.

Bei einer Asynchronmaschine wird immer ein Teil der zugeführten Leistung für den Aufbau des Rotorfeldes benötigt, welches vom Statorfeld im Rotor aufgebaut wird. Somit ist auch die Effizienz geringer als bei der Synchronmaschine. Die Ausführung als Zahnspulenwicklung ist weniger geeignet, da die bei dieser Wicklungsart auftretenden, relativ großen Amplituden der Ober- und Unterwellen zusätzliche Läuferströme verursachen, die zu Verlusten, Bremsmomenten, Pulsationsmomenten sowie geräuschanregenden Kräften führen können [Bin12, S. 99].

Von den verschiedenen verfügbaren Motortypen lässt sich die Auswahl daher schnell auf die permanentmagneterregte Synchronmaschine (PSM) reduzieren. Dieser Maschinentyp ist wartungsfrei (keine Kohlebürsten wie bei der elektrisch erregten Synchronmaschine) und aufgrund der dauerhaften magnetischen Erregung sehr effizient, da auch keine Stromwärmeverluste in der Rotorwicklung auftreten. Weiters ist der Platzbedarf im Rotor geringer und durch eine flusskonzentrierende Anordnung der Magnete kann die Drehmomentdichte weiter erhöht werden. Mit Aufkommen der Umrichtertechnik und der Raumzeigermodulation hat sich die PSM immer weiter etabliert und ist heutzutage in hochdynamischen Antrieben weit verbreitet.

Die Anforderungen an einen Rennmotor erfüllt die permanentmagneterregte Synchronmaschine am besten und dieser Typ wird daher als Maschinenkonzept gewählt. Da die Maschine mit hoher Drehzahl und damit relativ geringem Drehmoment ausgelegt werden soll, ist für die Bauweise als Innenläufer aufgrund der geringeren entstehenden Zentrifugalkraft entschieden worden. Dies hat weiters

den Vorteil, dass der außenliegende Stator eine große Oberfläche besitzt und somit gut gekühlt werden kann.

Für die feldorientierte Regelung der Maschine wird die aktuelle Rotorposition benötigt, die mit einem Sensor oder auch sensorlos bestimmt werden kann. Da ein Resolver ein robustes und bewährtes System ist, das auch bei hohen Drehzahlen funktioniert und vom Wechselrichter unterstützt wird, wird dieser zur Positionsmessung eingesetzt.

Aufgrund des begrenzten Platzes im Monocoque kann die maximale Maschinenlänge von 125 mm nicht überschritten werden. Mit Abzug des Wickelkopfes, der getriebeseitig etwa 15 mm und resolverseitig aufgrund des größeren Platzbedarfs der Verschaltung etwa 25 mm beträgt, und zweimal die Gehäusewandstärke von etwa 5 mm ergibt sich eine maximale Eisenlänge  $l_{Fe}$  von

$$l_{Fe} = (125 - 15 - 25 - 2 \cdot 5) \text{ mm} = 75 \text{ mm}.$$

Bei vergrabenen Magneten ergibt sich konstruktionsbedingt an den beiden Enden des Magneten ein magnetischer Kurzschluss über das Rotoreisen, in welches der Magnet eingebettet ist und das für die mechanische Stabilität sorgt. Der Rotor wird daher mit Oberflächenmagneten ausgestattet, um einen maximalen Verkettungsfluss in der Statorwicklung zu erreichen. Zur Erhöhung der mechanischen Festigkeit wird auf die Magnete eine Bandage gewickelt, die etwa 0.3 mm dick ist. Der mechanische Luftspalt zwischen Bandage und Stator wurde zu 0.5 mm gewählt, um die Bandage beim Einbau und im Betrieb nicht zu beschädigen. Der magnetisch wirksame Luftspalt  $\delta$  ergibt sich somit zu

$$\delta = 0.3 \text{ mm} + 0.5 \text{ mm} = 0.8 \text{ mm}.$$

Das notwendige Drehmoment des Motors bestimmt sich über das Untersetzungsverhältnis zu

$$M_{max} = M_{Rad}/u = 360 \text{ Nm}/11.88 = 30.3 \text{ Nm} \quad \Rightarrow \quad M_{max} = 30 \text{ Nm}.$$

Um am Prüfstand und während des Betriebes das Temperaturverhalten der Maschine überwachen zu können, werden Temperatursensoren eingebaut. Dazu werden temperaturabhängige Widerstände in die Statorwicklung sowie den Wickelköpfen eingesetzt. Für die Messung der Rotortemperatur wird ein Infrarotsensor eingebaut, der auf den Rotor ausgerichtet ist und dessen Temperatur kontaktlos bestimmt.

### 3.7 Design Ziele

Zusammenfassend können folgende Design Ziele und Spezifikationen definiert werden, die bei der Auslegung des Motors zu berücksichtigen sind:

- Permanentmagneterregte Synchronmaschine mit hohem Leistungs-Masse-Verhältnis
- Hoher Wirkungsgrad
- Einsatz von Hochleistungsmaterialien
- Maximale Spannung:  $U_{max} = 437\text{ V}$
- Maximale Leistung:  $P_{max} = 40\text{ kW}$  für 5 s
- Maximale Drehzahl:  $n_{max} = 14\,000\text{ min}^{-1}$
- Maximales Drehmoment:  $M_{max} = 30\text{ Nm}$
- Aktive Kühlung mittels Wasser
- Messung von Stator-, Wickelkopf- und Rotortemperatur
- Lagepositionsmessung mittels Resolver
- Motorabmessungen an Packaging im Monocoque angepasst
- Gehäusewandstärke  $\geq 3\text{ mm}$
- Maximale Eisenlänge:  $l_{Fe} \leq 75\text{ mm}$
- Luftspaltweite:  $\delta = 0.8\text{ mm}$

## 4 Maschinenkonzept

In diesem Kapitel wird das Maschinenkonzept nach den Design Zielen von Abschnitt 3.7 ausgearbeitet und die Ausführung der Wicklung, der Magnetanordnung sowie das Stator- und Rotorblech beschrieben.

### 4.1 Statorwicklung

Für den Stator gibt es die Möglichkeit die Wicklung als verteilte oder konzentrierte Wicklung mit Zahnspulen auszuführen. Bei letzterer führt eine Spule von einer Nut direkt in die am Umfang benachbarte Nut. Es wird also direkt um einen Statorzahn gewickelt und somit können die Stromwärmeverluste im Stator wegen der kleineren notwendigen Leiterlänge gering gehalten werden. Weiters ist der Platzbedarf wegen der kompakteren Ausführung des Wickelkopfes und folglich die Gesamtmasse geringer.

Aufgrund dieser Vorteile wurde eine Zahnspulenwicklung für den Motor gewählt. Nachteilig sei anzuführen, dass diese Wicklungsart einen erhöhten Anteil an Ober- und Unterwellen erregt, welche zusätzliche Wirbelstrom- und Hystereseverluste im Motor erzeugen.

#### 4.1.1 Zahnspulenwicklungen

Um eine möglichst hohe Grundfeldausnutzung der Zahnspulenwicklung zu erreichen, sollte die Spulenweite  $W$  etwa gleich der Polteilung  $\tau_p$  sein. Da bei der Zahnspulenwicklung die Spulenweite gleich der Nutteilung  $\tau_Q$  ist, ergibt sich

$$W \approx \tau_p$$

$$\tau_Q \approx \tau_p$$

$$Q \approx 2p$$

für eine sinnvolle Wicklungsausführung. Die Nutenzahl  $Q$  sollte also nahe der Anzahl der Pole  $2p$  sein. Mit der Formel für die Lochzahl  $q = Q/(2p \cdot m)$  und  $Q \approx 2p$  folgt für  $m = 3$  Stränge

$$q \approx \frac{1}{3}$$

wobei aber

$$q \neq \frac{1}{3}$$

für die Ausbildung eines Drehfeldes einzuhalten ist. Die Lochzahl sollte für einen hohen Grundwellenwicklungsfaktor somit möglichst nahe  $1/3$  sein.

Es kann somit die Tabelle 4.1 für die möglichen Lochzahlen einer Zweischicht-Zahnspulenwicklung berechnet werden. Da diese Zahl bei  $m = 3$  in der Nähe von  $1/3$  sein sollte, sind nur die Lochzahlen zwischen  $1/4$  und  $1/2$  in dieser Tabelle aufgeführt. Alle anderen Kombinationen führen zu einer zu geringen Ausnutzung der Maschine und sind somit irrelevant. Man beachte dabei, dass die Strangzahl mit dem Nenner der Lochzahl keinen gemeinsamen Teiler haben darf. Die mit „-“ markierten Felder könnten nur als unsymmetrische Wicklung ausgeführt werden und sind somit ebenso nicht von Bedeutung.

Je nach Ausführung kann jeder Wicklung und jeder Welle mit der Ordnungszahl  $v$  ein Wicklungsfaktor  $\xi_v$  zugeordnet werden, der sich oftmals multiplikativ aus dem Zonenfaktor  $\xi_{Zv}$  und dem Sehnungsfaktor  $\xi_{Sv}$  ergibt:

$$\xi_v = \xi_{Zv} \cdot \xi_{Sv}$$

$2p$	$Q=3$	$Q=6$	$Q=9$	$Q=12$	$Q=15$	$Q=18$	$Q=21$	$Q=24$	$Q=27$
2	1/2								
4	1/4	1/2							
6		-	1/2						
8		1/4	3/8	1/2					
10			3/10	2/5	1/2				
12			1/4	-	-	1/2			
14				2/7	5/14	3/7	1/2		
16				1/4	5/16	3/8	7/16	1/2	
18					-	-	-	-	1/2
20					1/4	3/10	7/20	2/5	9/20

**Tabelle 4.1:** Lochzahlen  $q$  der Zweischicht-Zahnspulenwicklung mit drei Strängen

Bei der Bruchlochwicklung ist in der Regel nicht die Welle erster Ordnung mit  $v' = 1$  von Interesse, welche einmal um den Umfang der Maschine läuft, sondern es wird eine Oberwelle mit  $v' > 1$ , die sogenannte Arbeitswelle, für den Betrieb genutzt. Die Ordnungszahlen bezogen auf die Arbeitswelle werden mit  $v$  gekennzeichnet, wobei die Arbeitswelle  $v = 1$  hat. Auf die Arbeitswelle bezogen werden die Wellen mit  $v < 1$  als Unterwellen und jene mit  $v > 1$  als Oberwellen bezeichnet. Die Umrechnung zwischen den beiden Ordnungszahlen erfolgt über die Polpaarzahl  $p$  gemäß

$$v = \frac{v'}{p}$$

Für die Grundauführung der jeweiligen Wicklung kann Tabelle 4.2 mit den Wicklungsfaktoren der Arbeitswelle der in Tabelle 4.1 ausgeführten Lochzahlen berechnet werden.

Je höher der Wicklungsfaktor ist desto besser die Ausnutzung der Maschine. Weiters muss beachtet werden, dass mit höherer Polpaarzahl  $p$  auch die notwendige

$2p$	$Q = 3$	$Q = 6$	$Q = 9$	$Q = 12$	$Q = 15$	$Q = 18$	$Q = 21$	$Q = 24$	$Q = 27$
2	0.866								
4	0.866	0.866							
6		-	0.866						
8		0.866	0.945	0.866					
10			0.945	0.933	0.866				
12			0.866	-	-	0.866			
14				0.933	0.951	0.902	0.866		
16				0.866	0.951	0.945	0.890	0.866	
18					-	-	-	-	0.866
20					0.866	0.945	0.953	0.933	0.877

**Tabelle 4.2:** Wicklungsfaktoren der Arbeitswelle bei der Grundaufwicklung der Zweischicht-Zahnspulenwicklung (ohne Nutschlitzeinfluss) mit drei Strängen

elektrische Frequenz  $f$  proportional steigt. Diese berechnet sich aus der mechanischen Drehzahl  $n$  über

$$f = n \cdot p.$$

Der elektrischen Frequenz sind über den Wechselrichter Grenzen gesetzt. Deswegen maximale Schaltfrequenz  $f_T = 1/t_T$  (auch Taktfrequenz genannt) sollte mindestens 10x größer sein als  $f$ . Pro elektrischer Periode muss der Umrichter also mindestens 10 Schaltvorgänge durchführen, um die Oberschwingungen des eingepprägten Stromes und somit auch die Motorverluste gering zu halten.

Bei höherer Schaltfrequenz  $f_T$  werden zwar die Verluste im Motor aufgrund der geringeren Oberschwingungen im Ansteuersignal geringer, jedoch verlagern sich die Verluste dann in den Umrichter, dessen Halbleitermodule bei jedem Schaltvorgang Umschaltverluste erzeugen. Je höher die Schaltfrequenz ist, desto höher sind somit auch die Verluste im Wechselrichter. Somit sind im Wechselrichter ebenfalls Grenzen aufgrund maximal möglicher Verlustwärmeabfuhr mit der Wasserkühlung gegeben. Mit höherer elektrischer Frequenz steigen auch die Wir-

belstromverluste und die Hystereseverluste, erstere mit  $f^2$  und letztere proportional zu  $f$ .

#### 4.1.2 2/5 Bruchlochwicklung

Für den Rennmotor wurde eine Zweischicht-Bruchlochwicklung mit der Lochzahl  $q = 2/5$  gewählt. Die  $m = 3$  strängige Maschine besitzt somit  $Q = 12$  Nuten und  $p = 5$  Polpaare. Diese Wicklungsart hat mit 0.933 einen hohen Wicklungsfaktor bei vergleichsweise geringen Polpaaren. Obwohl die  $3/8$  und  $3/10$  Bruchlochwicklungen bei  $Q = 9$  Nuten einen etwas höheren Wicklungsfaktor aufweisen, hat die  $2/5$  Bruchlochwicklung den Vorteil, dass sie abzissensymmetrisch aufgebaut ist und somit keine geradzahigen Harmonischen auftreten, vgl. [Bin12, S. 134]. Dies gilt für alle Bruchlochwicklungen mit ungeradem Nenner.

Bei der Maximaldrehzahl des Motors von  $14000 \text{ min}^{-1}$  kann der Wechselrichter bei 20kHz Schaltfrequenz noch  $f_T/f = 20000/(14000 \cdot 5/60) \approx 17$  mal pro elektrischer Periode schalten. Dies ist ausreichend hoch und der Rippel des eingprägten Stromes kann gering gehalten werden.

Bei der  $2/5$  Bruchlochwicklung ist die Arbeitswelle  $v = 1$  die Oberwelle mit der Ordnungszahl  $v' = 5$ . Die Feldverteilung besitzt somit neben den Oberwellen auch Unterwellen. Die Welle mit der Ordnungszahl  $v = 1/5$  ist die langwelligste Unterwelle und alle Wellen mit  $v > 1$  sind Oberwellen.

Die in der treppenförmigen Durchflutungsverteilung  $V(x,t)$  auftretenden Ordnungszahlen der 3-strängigen Statorwicklung können wie folgt bestimmt werden (vgl. [Bin12, S. 124])

$$v = -\frac{1}{n}(1 + 2mg) = -\frac{1}{5}(1 + 6g),$$

wobei  $g = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$  ist. Die Ordnungszahlen sind somit:

$$v = -\frac{1}{5}, 1, -\frac{7}{5}, \frac{11}{5}, -\frac{13}{5}, \frac{17}{5}, -\frac{19}{5}, \frac{23}{5}, -5, \dots$$

Negative Zahlen bedeuten jeweils eine in die entgegengesetzte Richtung laufende Welle.

### 4.1.3 Nutenstern

Der Aufbau der Statorwicklung und die notwendige Verschaltung der einzelnen Spulen kann über den Nutenstern und das Tingley Schema bestimmt werden.

In jeder Nut wird in der Spule eine Nutenspannung proportional der dort herrschenden Flussdichte induziert. Entsprechend der Flussdichteverteilung im Luftspalt ergibt sich eine Phasenverschiebung der einzelnen Spannungen, die über den Nutenstern ersichtlich sind.

Die 2/5 Bruchlochwicklung hat  $Q = 12$  Nuten sowie  $p = 5$  Polpaare und ein Polpaar entspricht  $360^\circ$  elektrisch. Für eine mechanische Umdrehung sind also  $p = 5$  elektrische Perioden notwendig. Die Phasenverschiebungen benachbarter Nuten für die Arbeitswelle beträgt bei  $Q$  Nuten und  $p$  Polpaare [Seq50]

$$\alpha = \frac{p}{Q} \cdot 360^\circ = \frac{5}{12} \cdot 360^\circ = 150^\circ$$

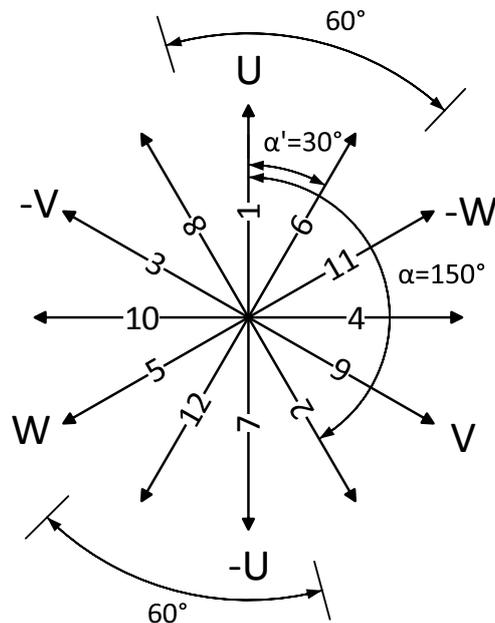
Die Phasenverschiebung zwischen benachbarten Nuten ist daher  $150^\circ$ .

Die Wicklung hat wegen  $t = \text{ggT}(Q, p) = \text{ggT}(12, 5) = 1$  nur eine elektrisch völlig gleichwertige Nutverteilung. Man spricht dabei auch von einer Urwicklung. Jede Urwicklung entspricht einem Kreis des Nutensterns, wobei sich die elektrischen Verhältnisse in jedem Kreis wiederholen. Innerhalb eines Kreises ist ein Zeiger vom nächsten Zeiger um einen Winkel von

$$\alpha' = \frac{t}{Q} \cdot 360^\circ = \frac{1}{12} \cdot 360^\circ = 30^\circ$$

verdreht.

Um den Nutenstern zu zeichnen beginnt man mit dem ersten Pfeil, der der Nutenspannung in der ersten Nut entspricht. Die zweite Nutenspannung ist um  $\alpha = 150^\circ$  zur ersten Nut phasenverschoben und somit wird der zweite Pfeil um



**Abbildung 4.1:** Nutenstern der 2/5 Bruchlochwicklung

den Winkel  $\alpha$  verdreht eingezeichnet. Man setzt dieses Schema bis zur zwölften Nut bzw. Pfeil fort und es ergibt sich der Nutenstern, der in Abbildung 4.1 zu sehen ist. Die Stranggrößen  $U$ ,  $V$  und  $W$  sind im Drehstromsystem bekanntermaßen um  $120^\circ$  zueinander phasenverschoben und können daher auch in den Nutenstern eingetragen werden.

Jeder der drei Stränge hat somit vier Spulen, die in die zwölf Nuten gelegt werden. Bei der Zahnspulenwicklung wird jede Nut daher von 2 Spulenseiten gefüllt. Da bei der Zahnspulenwicklung definitionsgemäß die rückführende Spulenseite in der nächst gelegenen Nut liegt, ergibt sich eine Aufteilung für die Phase  $U$ :

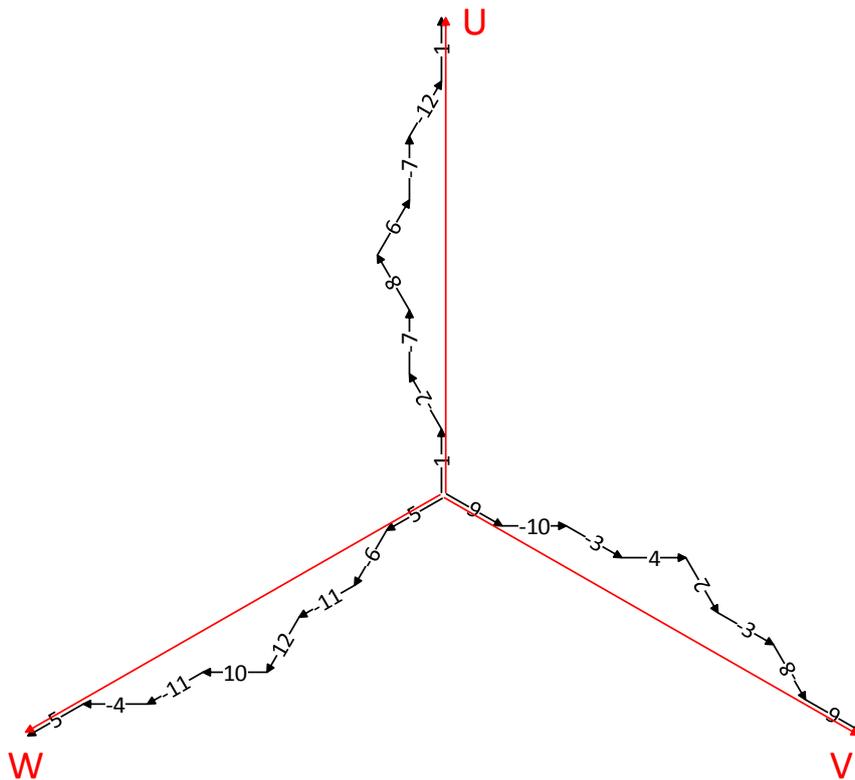
- Spule A:  $\otimes 1 \odot 2$
- Spule B:  $\otimes 6 \odot 7$
- Spule C:  $\odot 7 \otimes 8$
- Spule D:  $\odot 12 \otimes 1$

Bei  $\otimes$  führen die Leiter in die Nut hinein und bei  $\odot$  aus der Nut heraus. Die Spule A der Phase U ist also um den Zahn zwischen Nut 1 und 2 gewickelt.

Der Wicklungsfaktor kann nun auch aus dem Zeigerdiagramm abgeleitet werden. Addiert man wie in Abbildung 4.2 zu sehen die Nutenspannungen vektoriell und dividiert durch die Gesamtlänge der einzelnen 8 Zeiger, so ergibt sich der Wicklungsfaktor der Arbeitswelle  $v = 1$  zu

$$\xi_1 = \frac{4 \cdot 1 + 4 \cdot \cos(\pi/6)}{8} = \frac{1 + \frac{\sqrt{3}}{2}}{2} = 0.933.$$

In dieser Abbildung ist ebenfalls die Entstehung der Strangspannungen U, V und W aus den einzelnen Spannungen der Nuten zu sehen.



**Abbildung 4.2:** Zeigerdiagramm der Nutenspannungen

#### 4.1.4 Tingley Schema

Alternativ bzw. ergänzend zum Nutenstern lässt sich die Wicklung auch mit dem Tingley Schema entwerfen. Dies geschieht dabei in Tabellenform anstatt mit Zeigern und es wird jeweils nur eine Urwicklung betrachtet. Die Tabelle besteht aus  $2p = 10$  Zeilen, die jeweils abwechselnd einem Nord- und einem Südpol entsprechen. Eine Zeile entspricht daher einem Pol und somit  $180^\circ$  elektrisch. Jede Spalte der Tabelle entspricht  $\alpha' = 30^\circ$ , es gibt daher  $180^\circ/30^\circ = 6$  Spalten. In Abbildung 4.3 ist das Tingley Schema für die 2/5 Bruchlochwicklung zu sehen,  $0^\circ - 180^\circ$  entspricht dabei den Zeilen mit den Nordpolen,  $180^\circ - 360^\circ$  den Südpolen.

Nun werden die Nuten eingetragen und von 1 bis 12 durchnummeriert. Die Nuten sind jeweils  $\alpha = 150^\circ$  versetzt wobei bei  $0^\circ$  begonnen wird. Die 3. Nut entspricht daher  $2 \cdot 150^\circ = 300^\circ$ . Danach wird in die Nut 1 der Strang U gelegt. Strang V liegt  $120^\circ$  phasenverschoben ebenfalls auf einem Nordpol, die zugehörige Nut ist die Nummer 9. Für den Strang W gilt  $240^\circ$  und dieser liegt somit auf einem Südpol. Daher wird jetzt Nut Nummer 5 belegt.

In derselben Spalte (also derselben Phasenlage) der eben besetzten Nuten findet sich eine weitere freie Nut, die nun auf dem jeweils entgegengesetzten orientierten Pol liegt. Diese wird daher mit derselben Phase, aber in umgekehrter Richtung bewickelt. Zu den Südpolen der Nut 7 sowie Nut 3 kommen der Strang U bzw. Strang V und in den Nordpol der Nut 11 der Strang W, alle jeweils entgegengesetzt zum ersten Schritt orientiert.

Da die Zahnspulenwicklung einen Spulenschritt von eins besitzt, also die rückführende Leitung jeweils in die benachbarte Nut gelegt wird, werden die benachbarten der eben belegten Nuten mit demselben Strang, aber mit der entgegengesetzten Orientierung befüllt. Somit wurden alle Nuten entsprechend belegt und das gesamte Tingley Schema erstellt. Dieses entspricht nun dem Wickelschema für die 2/5 Zweischichtbruchlochwicklung.

Das Wickelschema wiederholt sich antisymmetrisch nach 6 der 12 Nuten. Diese Eigenschaft kann man sich bei der FEM-Simulation zunutze machen, sodass man dann nur die Hälfte des Motors berechnen muss. Weiters ist es möglich, die zwei

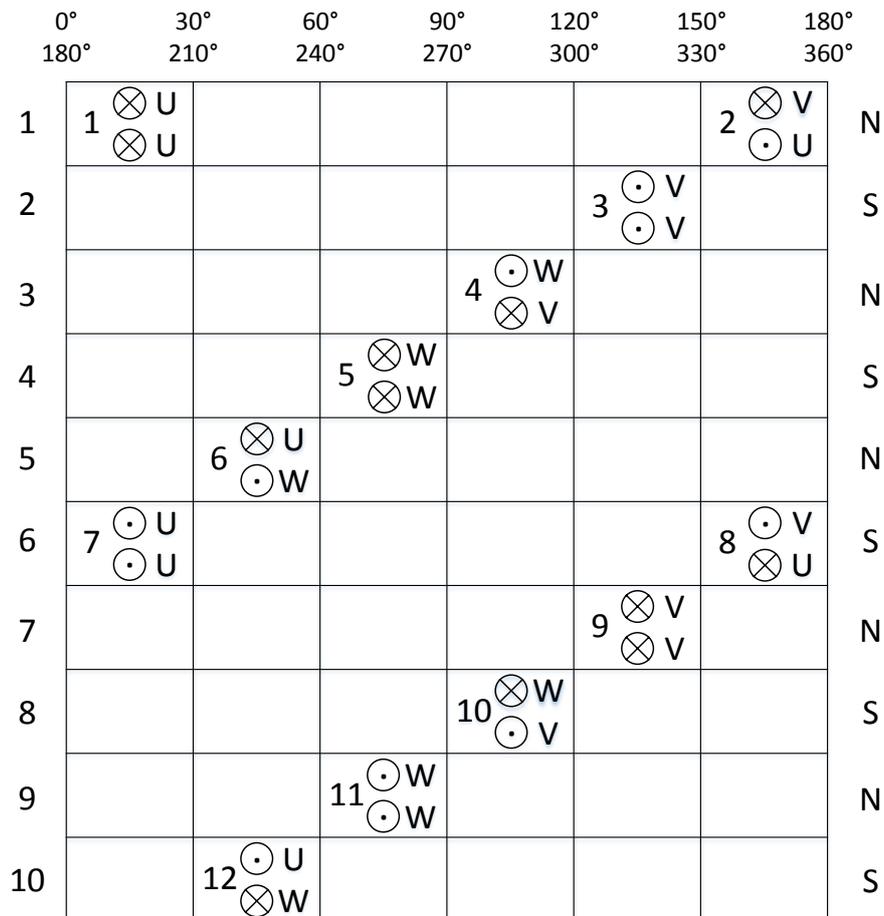
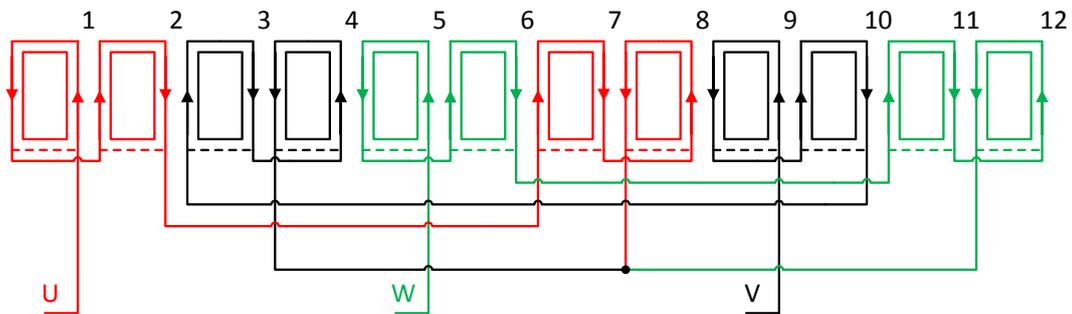


Abbildung 4.3: Tingley Schema der 2/5 Zweischichtbruchlochwicklung

Wicklungsteile parallel zu schalten, und den Motor mit der halben Spannung bei doppeltem Strom zu betreiben. Bei dem verwendeten Design werden aber alle Spulen eines Stranges in Serie geschaltet. Das sich aus dem Tingley Schema ergebende Wickelschema mit einer Sternschaltung ist in Abbildung 4.4 zu sehen.



**Abbildung 4.4:** Wickelschema der 2/5 Zweischichtbruchlochwicklung mit Sternschaltung

#### 4.1.5 Wicklungsfaktoren

Über den Nutenstern können die Wicklungsfaktoren  $\xi_v$  der jeweiligen Ober- sowie Unterwellen bestimmt werden. Dazu wird für jedes  $v$  der zugehörige Zonenfaktor  $\xi_{Zv}$  sowie der Sehnungsfaktor  $\xi_{Sv}$  bestimmt und miteinander multipliziert.

Für die Berechnung des Wicklungsfaktors werden die Nuten 1, -2, 6 sowie -7 des Stranges U betrachtet. Die restlichen Spulenseiten sind um  $180^\circ$  phasenverschoben ausgeführt und enthalten somit keine neuen Informationen.

Der Zonenfaktor wird als Quotient aus geometrischer zu arithmetischer Summe der Zeiger 1 sowie 6 berechnet. Der Sehnungsfaktor stellt anschließend die Verknüpfung zu den Zeigern -2 und -7 her.

Die Phasenlage des Zeigers 1 in Abbildung 4.1 beträgt  $0^\circ$ . Zeiger 6 liegt bei  $5 \cdot 150^\circ = 750^\circ = 25\pi/6$ . Beides gilt für die Arbeitswelle  $v = 1$  bzw.  $v' = 5$ . Für alle anderen Ordnungszahlen sind die Winkel entsprechende vielfache davon. Der Zonenfaktor ergibt sich damit zu

$$\xi_{Zv'} = \left| \frac{1 \cdot e^{j0} + 1 \cdot e^{j25\pi/6 \cdot v'/5}}{1 + 1} \right|.$$

Wird nun die Beziehung  $e^{j\gamma} = \cos(\gamma) + j \sin(\gamma)$  eingesetzt

$$\xi_{Zv'} = \left| \frac{1 + \cos(5v'\pi/6) + j \sin(5v'\pi/6)}{2} \right|$$

und der Betrag berechnet, kann der Ausdruck mit dem Zusammenhang  $\cos^2(\gamma) + \sin^2(\gamma) = 1$  zu

$$\xi_{Zv'} = \frac{\sqrt{1 + 2\cos(5v'\pi/6) + 1}}{2}$$

vereinfacht werden. Mit  $\cos^2(\gamma) = (1 + \cos 2\gamma)/2$  kann die Formel weiter reduziert werden und es ergibt sich der Zonenfaktor der 2/5 Bruchlochwicklung zu

$$\xi_{Zv'} = \cos\left(\frac{5v'\pi/6}{2}\right) = \cos\left(v' \frac{5\pi}{12}\right).$$

Mit  $5\pi/12 = 6\pi/12 - \pi/12 = \pi/2 - \pi/12$  und dem Sumpensatz  $\cos(\alpha + \beta) = \cos \alpha \cdot \cos \beta - \sin \alpha \cdot \sin \beta$  sowie der Annahme, dass nur ungerade Ordnungszahlen  $v'$  auftreten, kann der Ausdruck zu

$$\xi_{Zv'} = \cos\left(v' \frac{\pi}{2} - v' \frac{\pi}{12}\right) = \cos\left(v' \frac{\pi}{2}\right) \cos\left(-v' \frac{\pi}{12}\right) - \sin\left(v' \frac{\pi}{2}\right) \sin\left(-v' \frac{\pi}{12}\right)$$

umgeformt werden.

Da  $v'$  eine ungerade Zahl ist, ist  $\cos\left(v' \frac{\pi}{2}\right) \equiv 0$  sowie  $\sin\left(v' \frac{\pi}{2}\right) \equiv 1$ . Der Ausdruck vereinfacht sich weiter zu

$$\xi_{Zv'} = \sin\left(v' \frac{\pi}{12}\right).$$

Der Sehnungsfaktor ist mit der Formel aus [Bin12, S. 119] zu

$$\xi_{Sv} = \sin\left(\frac{W}{\tau_p} \cdot \frac{v\pi}{2}\right)$$

definiert. Da bei der Zahnspulenwicklung die Beziehung  $W/\tau_p = 1/(mq)$  gilt, ergibt sich für  $v = v'/5$

$$\xi_{Sv'} = \sin\left(\frac{v'}{p} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{mq}\right) = \sin\left(v' \frac{\pi}{12}\right).$$

Der Wicklungsfaktor berechnet sich nun aus dem Zonen- und Sehnungsfaktor zu

$$\xi_{v'} = \xi_{Zv'} \cdot \xi_{Sv'} = \sin\left(v' \frac{\pi}{12}\right) \cdot \sin\left(v' \frac{\pi}{12}\right) = \sin^2\left(v' \frac{\pi}{12}\right).$$

Die Wicklungsfaktoren können nun für die einzelnen Ordnungszahlen der 2/5 Bruchlockwicklung berechnet werden und sind in Abbildung 4.5 zu sehen. Deutlich ist zu erkennen, dass sich die Wicklungsfaktoren periodisch wiederholen und für alle geradzahigen Ordnungszahlen nicht auftreten.

Wendet man die Beziehung  $\sin^2 \alpha = (1 - \cos 2\alpha)/2$  auf den Wicklungsfaktor an, kann dieser zu

$$\xi_{v'} = \frac{1 - \cos(v'\pi/6)}{2}$$

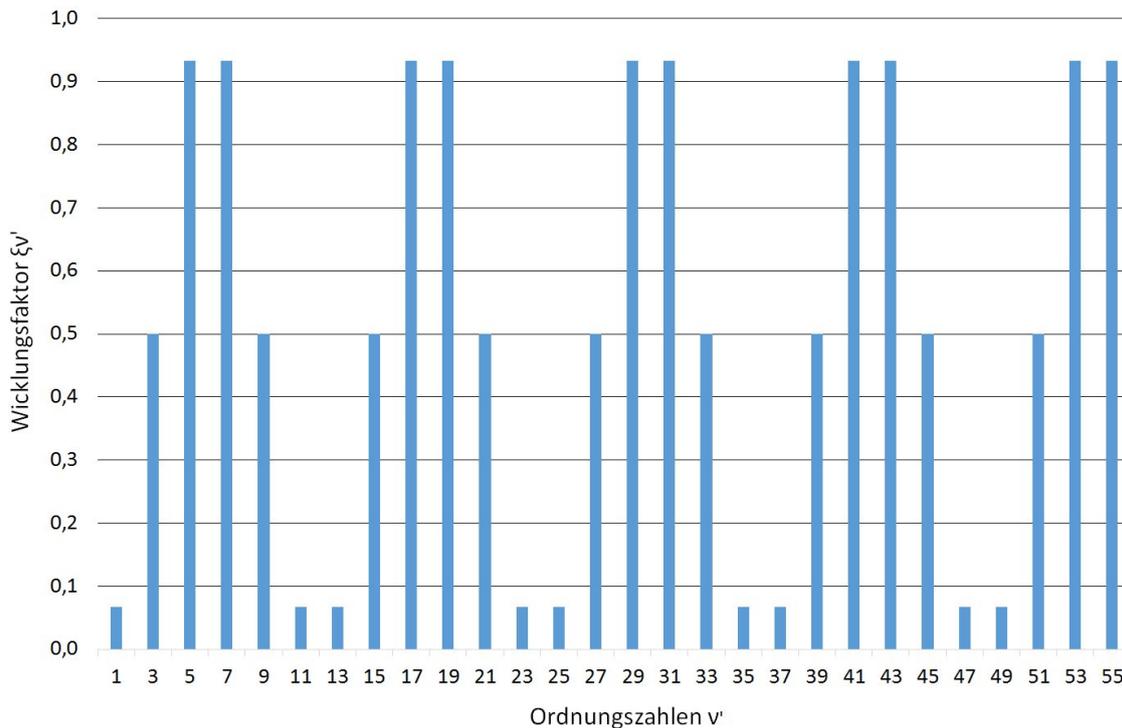
umgeformt werden. Es ergeben sich nun folgende drei mögliche Werte des Wicklungsfaktors:

$$v' = 1, 11, 13, 23, 25, \dots \Rightarrow \xi_{v'} = \frac{1 - \sqrt{3}/2}{2} = 0.067$$

$$v' = 3, 9, 15, 21, 27, \dots \Rightarrow \xi_{v'} = \frac{1 - 0}{2} = \frac{1}{2}$$

$$v' = 5, 7, 17, 19, \dots \Rightarrow \xi_{v'} = \frac{1 + \sqrt{3}/2}{2} = 0.933$$

Man erkennt eine Filterwirkung, da sich gewisse Ordnungszahlen nicht oder nur stark abgeschwächt in der Wicklung ausprägen können. Durch geschicktes Design des Rotors sowie des Stators können dadurch Ober- und Unterschwingungen in der induzierten Spannung reduziert sowie der Drehmomentrippel verringert werden.



**Abbildung 4.5:** Wicklungsfaktoren der 2/5 Zweischicht-Bruchlochwicklung mit drei Strängen bei verschiedenen Ordnungszahlen

## 4.2 Statorblechpaket

Zur Unterdrückung der Wirbelstromverluste in Stator muss dieser geblecht ausgeführt werden. Standard-Elektrobleche aus Eisen-Silizium (FeSi) sättigen bei Flussdichten im Bereich von etwa 1.6T...1.7T, wobei mit speziellen Elektroblechen aus Eisen-Kobalt (FeCo) Sättigungsflussdichten bis zu 2.35 T erreicht werden können. FeSi-Bleche sind günstig in der Herstellung und werden im Großteil der am Markt verfügbaren elektrischen Maschinen eingesetzt. Blechdicken von 0.5 mm, 0.35 mm und 0.28 mm sind üblich. Mechanische Stanzverfahren bei Massenfertigung oder lasergeschnittene Bleche für geringere Stückzahlen sind etabliert und weltweit im Einsatz.

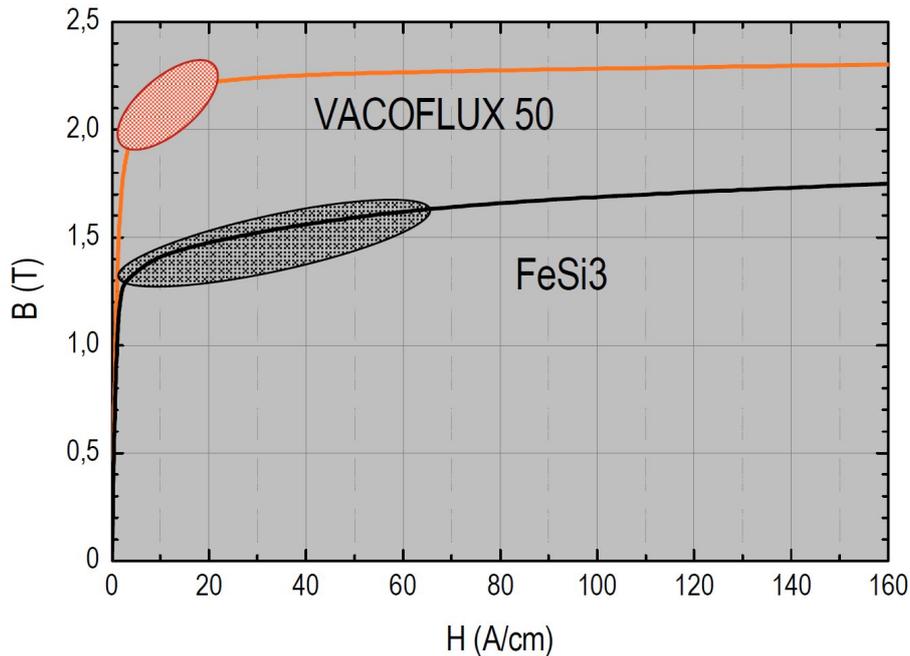
Kobalt ist ein seltenes Element und somit entsprechend teuer. Die FeCo Bleche sind daher kostenintensiv in der Herstellung und werden daher nur in speziellen

Anwendungsgebieten, wie z.B. in der Luft- und Raumfahrt sowie dem Motorsport, angewendet. Auch bei der Verarbeitung der Bleche ist spezielles Know-How notwendig, da sonst sehr leicht die herausragenden magnetischen Eigenschaften des Materials zerstört werden können. Als europäischer Hersteller hat sich die Firma *Vacuumschmelze* etabliert, die Hochleistungsbleche mit einer Dicke von 0.05 mm herstellen kann. Diese sind auf einer Seite mit einem sogenannten Backlack versehen, der einerseits eine isolierende Schicht darstellt sowie die beiden Schichten miteinander verklebt. Mit diesem Verfahren können Packungsdichten bis zu 98 % erreicht werden. Zur Herstellung der Statoren können entweder aus verbackenen Blechstapeln die Statorzähne drahtgeschnitten (erodiert) werden oder es werden die lasergeschnittenen Einzelbleche übereinander positioniert und nach anschließend miteinander verbacken. Ein weiterer Vorteil von Eisen-Cobalt ist die schmale Hystereseschleife. Da die Ummagnetisierungsverluste proportional zur Fläche unter der Hystereseschleife sind, trägt dies zusammen mit dünnen Blechen zu einer Minimierung der Eisenverluste bei. Die um etwa 40 % höhere Sättigungsflussdichte ermöglicht schmälere Statorzähne sowie ein dünneres Joch, was zu kompakten Außenmaßen führt. Dies führt in weiterer Folge aufgrund des geringeren Materialeinsatzes für Stator und auch dem Gehäuse zu einer entscheidenden Reduktion der Gesamtmasse. Aufgrund dieser Vorteile wurde Eisen-Cobalt für das Statorblech gewählt.

In Abbildung 4.6 ist ein Vergleich der Sättigungsflussdichten von Standardelektroblech aus Eisen-Silizium zu Eisen-Cobalt Elektroblech und dessen deutlich höhere magnetische Ausnutzung zu sehen. In der gebauten Maschine ist das FeCo Blech mit der Typbezeichnung *Vacodur 49* verwendet worden, welches sehr ähnlich dem eingezeichneten Typ *Vacoflux 50* ist.

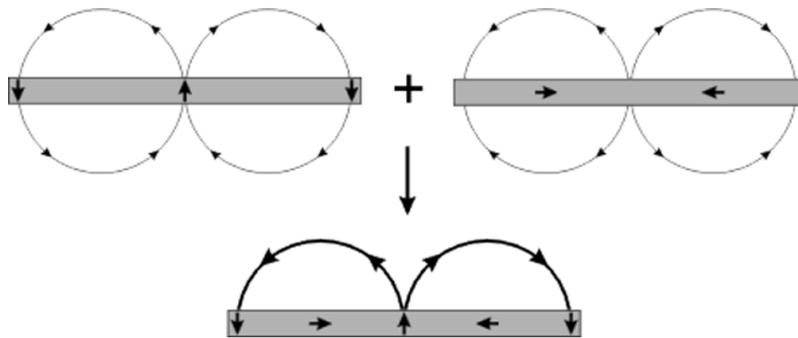
### 4.3 Halbach-Anordnung der Permanentmagnete

Mittels Flusskonzentration kann die Flussdichte im Luftspalt und somit die Drehmomentdichte der Maschine erhöht werden. Dies kann z.B. durch v-förmige Anordnung der vergrabenen Magnete erreicht werden. Eine weitere Möglichkeit ist



**Abbildung 4.6:** Vergleich der Sättigungsflussdichten von Eisen-Silizium ( $FeSi_3$ ) zu Eisen-Cobalt (*Vacoflux 50*) Elektroblech

es, die Magnete im sogenannten *Halbach-Array* anzuordnen. Dabei sind die Oberflächenmagnete nicht wie üblich abwechselnd Nord-Süd magnetisiert (meist mit einer Polbedeckung im Bereich von 75% ... 85%), sondern es gibt zusätzliche Zwischenmagnete. Diese sind im einfachsten Fall des Halbach-Arrays jeweils quer zu den Nord-Süd Magneten magnetisiert und zwar derart, dass sie um jeweils  $+90^\circ$  verdreht sind und somit ein rotierendes Muster ergeben. Bei einer feineren Unterteilung der Magnetisierungsrichtungen (z.B. jeweils  $+45^\circ$ ) kommt man dem idealen Halbach-Verlauf einer kontinuierlichen Rotation der Magnetisierung immer näher. Die vorteilhafte Eigenschaft dieser Anordnung ist, dass sich im Idealfall das Feld auf der einen Seite komplett aufhebt, während es sich auf der anderen Seite konzentriert. Man wählt die Ausrichtung daher so, dass sich das Magnetfeld im Inneren des Rotors auslöscht und im Luftspalt verstärkt. Dadurch kann man den Rotor theoretisch ohne Eisenblech ausführen, welches in konventionellen Rotorkonzepten zum Führen des Flusses vom von Pol zu Pol benötigt wird. Die Masse und somit die Massenträgheit des Rotors kann dadurch gering gehalten



**Abbildung 4.7:** Funktionsprinzip des Halbach-Arrays [Wika]

ten werden, ohne auf eine Erhöhung der Drehmomentdichte durch eine Flusskonzentration verzichten zu müssen.

In Abbildung 4.7 ist das Funktionsprinzip des Halbach-Arrays zu sehen. Die Flusslinien der Nord-Süd Magnete sowie der um  $90^\circ$  verdrehten Zwischenmagnete zeigen oberhalb der Magnete (im Luftspalt) in dieselbe Richtung und verstärken sich dadurch, während sie auf der unteren Seite in die entgegengesetzte Richtung zeigen und sich somit aufheben. Eine der häufigsten Anwendungen des Halbach-Arrays ist z.B. bei Kühlschrankschrankmagneten, wo man die flusskonzentrierende Eigenschaft ausnutzt, um trotz der schwachen Ferritmagnete eine ausreichend große Haltekraft zu erzeugen.

Nachteilig ist der höhere Fertigungsaufwand aufgrund der Anordnung als Oberflächenmagnete anzuführen, bei dem speziell gefertigte schalen- oder brotlaibförmige Magnete anstatt von einfachen Blockmagneten notwendig sind. Ein fertigungstechnisches Problem stellt weiters eine Magnetisierungsrichtung dar, die nicht  $0^\circ$  oder  $90^\circ$  ist, sondern z.B.  $45^\circ$ . Zum einen ist es schwierig, die Vorzugsrichtung beim Sintern der Magnete einzuhalten und zum anderen ist das Aufmagnetisieren selbst problematisch. Winkelfehler von einigen Grad sind dabei nicht vermeidbar und stellen die Sinnhaftigkeit eines höheren Segmentierungsgrades des Halbach-Arrays in Frage, auch wenn es in der FEM-Simulation wahrscheinlich weitere Vorteile zeigt. Für den Motor wurde daher der einfachste Aufbau des Halbach-Arrays mit 4 Magneten pro Polpaar gewählt, bei denen Magnetbreite sowie -höhe konstant sind.

Die Nähe zum Luftspalt bringt aber erhöhte Wirbelstromverluste in den Magneten aufgrund der dort auftretenden starken Änderungen des Luftspaltfeldes mit sich. Diese Problematik wird durch den Einsatz der 2/5 Bruchlochwicklung und der damit erzeugten zusätzlichen Ober- sowie Unterwellen, welche nicht synchron mit dem Rotor sind und somit weitere Verluste erzeugen, weiter verstärkt. Die Wirbelströme müssen daher, wie auch im Elektroblech üblich, durch Segmentierung der Magnete eingeschränkt werden. Je stärker die Unterteilung, desto höher ist auch der Fertigungsaufwand, da man mit unzähligen Magnetteilen hantieren muss. Es ist daher sinnvoll, durch FEM-Simulationen die Verluste zu ermitteln und ein Optimum zwischen der notwendigen Segmentierung und den Kosten für die Fertigung zu finden. Zu beachten ist dabei, dass aufgrund des isolierenden Spalts in axialer Richtung zwischen den Magnetteilen von 0.08 mm...0.2 mm die effektive Magnetlänge geringer ist.

Im Hinblick besonders auch auf die mechanischen Eigenschaften des Rotors wurde eine neuartige Segmentierungstechnologie angewendet. Anstatt viele kleine Magnetteile aufwendig miteinander verkleben zu müssen, wurde gemeinsam mit der Fa. *Bomatec* ein Verfahren eingesetzt, bei der in den Magneten mittels Drahterosion eine mäanderförmige Bahn geschnitten wird. Die Magnete bleiben dabei als ganzes Stück erhalten und können einfacher weiterverarbeitet werden.

## 4.4 Rotorblechpaket und Rotorwelle

Um das volle Potential der Masseeinsparung durch das Halbach-Array ausnutzen zu können, wird auch die Rotorwelle entsprechend ausgeführt. Wie im vorigen Abschnitt 4.3 erwähnt ist es im Idealfall nicht notwendig, dass im Rotor magnetisch leitfähiges Material verbaut werden muss. Die Magnete könnten direkt auf die Motorwelle aufgebracht werden. FEM-Simulationen haben gezeigt, dass sich beim verwendeten, nicht idealen Halbach-Array der Fluss im Rotor nicht komplett auslöscht und etwas magnetisch leitfähiges Eisenblech etwa 5 % mehr Drehmoment bringt. Die Verwendung von etwas FeSi im Rotor ergibt außerdem eine etwa 8 % höhere Stranginduktivität.

Ein weiterer Grund für die Verwendung eines Elektrobleches im Rotor ist die einfachere Fertigung. Zum Positionieren werden kleine Nuten zwischen den Magneten benötigt, um eine gleichmäßige Verteilung um den Umfang zu gewährleisten. Mittels Laserschneidtechnik können diese als beliebige Form im Eisenblech einfach hergestellt und die Magnete dann aufgeklebt werden. Bei der Rotorwelle, die üblicherweise als Drehteil ausgeführt wird, ist dies nur sehr aufwendig mit einer zusätzlichen Nachbearbeitung möglich. Daher wurde als Konzept für den Magnetträger ein dünnes Eisenpaket gewählt, das innen rund und außen Positioniernuten aufweist, auf denen die Magnete aufgeklebt werden. Dieses Magnetpaket wird dann wiederum auf die Rotorwelle aufgespresst.

Da die beiden Lagerstellen der Rotorwelle einen kleineren Durchmesser haben als der mittlere Teil (wo die Magnete befestigt sind), hat diese in etwa die Form eines Bonbons. Eine Aushöhlung des inneren breiteren Teils auf eine durchgehend etwa konstante Wandstärke ist mit konventioneller Drehtechnik nicht möglich. Die Welle wird daher aus zwei Teilen gewichtsoptimiert konstruiert und gefertigt und danach miteinander mit einem hochfesten Strukturkleber verbunden.

# 5 Elektromagnetische Auslegung

Die Maschine wird zuerst analytisch entsprechend der Anforderungen von Kapitel 3 ausgelegt und damit die groben Abmessungen und Parameter bestimmt. Der so bestimmte Aufbau der Maschine wird anschließend mittels FEM-Simulation verifiziert und optimiert.

## 5.1 Analytische Auslegung

Für die Grobauslegung wird auf Erfahrungswerte der elektromagnetischen Parameter von elektrischen Maschinen zurückgegriffen und auf die entsprechenden Formeln der Theorie elektrischer Maschinen angewendet, vgl. [GMP12, Bin12, JPH09].

Die Esson'sche Ausnutzungsziffer  $C$  ist ein Maß dafür, welche elektrische Leistung bei gegebener Synchron Drehzahl über das magnetisch wirksame Bohrungsvolumen

$$V = \frac{d_{si}^2 \cdot \pi}{4} \cdot l_e$$

in mechanische Leistung umgesetzt werden kann. Über die in die Strangwicklung von der Rotorgrundwelle induzierte Spannung

$$U_{i1} = \sqrt{2} \pi f \cdot N_S \cdot \xi_1 \cdot \frac{2}{\pi} \tau_p l_e \cdot \hat{B}_{\delta 1}$$

und dem Strangstrom  $I_S$  wird die innere Scheinleistung gebildet:

$$S_{\delta} = m \cdot U_{i1} \cdot I_S = m \cdot \sqrt{2} \pi f \cdot N_S \cdot \xi_1 \cdot \frac{2}{\pi} \tau_p l_e \cdot \hat{B}_{\delta 1} \cdot I_S$$

Wird der Strom über den Strombelag

$$A = \frac{2 \cdot m \cdot N_S \cdot I_S}{2p \cdot \tau_p}$$

ausgedrückt, kann die Esson'sche Zahl  $C$  mit einer einfachen Umformung (siehe [Bin12, S. 210]) folgendermaßen bestimmt werden:

$$C = \frac{S_\delta}{d_{si}^2 \cdot l_e \cdot n_{syn}} = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \cdot \xi_1 \cdot A \cdot \hat{B}_{\delta 1}$$

Das elektromagnetische Drehmoment  $M_e$  wird über die mechanische Leistungsgleichung

$$P_\delta = 2\pi \cdot n_{syn} \cdot M_e$$

berechnet. Da das Motorkonzept mit Halbach-Array keinen zusätzlichen Reluktanzterm aufweist, wird für maximales Drehmoment der Strom stets  $90^\circ$  zur d-Achse und somit in Phase zur induzierten Spannung eingepreßt. Die innere Wirkleistung  $P_\delta = S_\delta \cdot \cos \varphi_i$  ist daher wegen  $\varphi_i = 0^\circ$  gleich der inneren Scheinleistung  $S_\delta$ .

Der magnetische Fluss  $\phi$  pro Pol der Grundwelle kann aus der Formel

$$\phi = \frac{2}{\pi} \tau_p l_e \cdot \hat{B}_{\delta 1}$$

bestimmt werden. Die Polteilung  $\tau_p$  und die Nutteilung  $\tau_Q$  berechnen sich aus dem inneren Statordurchmesser wie folgt:

$$\tau_p = \frac{d_{si} \pi}{2p}$$

$$\tau_Q = \frac{d_{si} \pi}{Q}$$

### 5.1.1 Berechnung der Maschine

Als Ausgangsbasis für die Berechnungen dienen die Werte aus folgender Tabelle 5.1, die aus den Anforderungen an die Maschine sowie von Erfahrungswerten aus der Praxis abgeleitet worden sind:

Wirkleistung	$P_\delta$	40kW
Drehmoment	$M_e$	30Nm
Maximale Spannung	$U_{max}$	437V
Maximale Drehzahl	$n_{max}$	14000 min <sup>-1</sup>
Anzahl Stränge	$m$	3
Nutenzahl	$Q$	12
Polpaare	$p$	5
Grundwellenwicklungsfaktor	$\xi_1$	0.933
Strombelag	$A$	90kA/m
Luftspaltflussdichte	$\hat{B}_{\delta 1}$	1.25 T
Maximale Statorlänge	$l_{Fe}$	< 75 mm
Luftspaltweite	$\delta$	0.8 mm

**Tabelle 5.1:** Ausgangswerte für die analytische Berechnung des Motors

Die Nenndrehzahl der Maschine ergibt sich aus der Formel der Wirkleistung zu:

$$n_N = \frac{P_\delta}{2\pi \cdot M_e} = \frac{40\text{kW}}{2\pi \cdot 30\text{Nm}} \approx 212\text{s}^{-1} = 12720\text{min}^{-1}$$

Die elektrische Frequenz berechnet sich aus der Nenndrehzahl zu

$$f = n_N \cdot p = 212\text{s}^{-1} \cdot 5 = 1060\text{Hz}.$$

Die Esson'sche Leistungszahl ist

$$C = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \cdot \xi_1 \cdot A \cdot \hat{B}_{\delta 1} = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \cdot 0.933 \cdot 90\text{kA/m} \cdot 1.25\text{T} = 12.21\text{kVAmin/m}^3.$$

Als nächster Schritt erfolgt die Bestimmung der Hauptabmessungen:

$$d_{si}^2 \cdot l_e = \frac{P_\delta}{C \cdot n_N} = \frac{40 \text{ kW}}{12.21 \text{ kVAmin/m}^3 \cdot 12720 \text{ min}^{-1}} = 0.000258 \text{ m}^3$$

Mit diesem Wert von  $d_{si}^2 \cdot l_e$  können nun die Hauptabmessungen  $d_{si}$  sowie  $l_e$  der Maschine bestimmt werden, die entsprechend der Anforderungen an die Baugröße variiert werden können. Es kann also z.B. eine Maschine mit kurzer Länge und großem Durchmesser oder eine lange Maschine mit kleinem Durchmesser gebaut werden.

Aufgrund der notwendigen Segmentierung der Magnete des Rotors ist die für die Berechnung entscheidende effektive Länge  $l_e$  geringer als die tatsächliche maximale Länge  $l_{Fe}$  des Rotors. Die Packungsdichte des Magnetpaketes wird mit Absprache des Fertigers zu 91 % abgeschätzt und ist geringer als die Packungsdichte des Statorblechpaketes, die bei 95 % liegt. Somit ist ersteres für die Berechnung der limitierende Faktor und die effektive Länge kann zu

$$l_e = l_{Fe} \cdot 0.91 = 75 \text{ mm} \cdot 0.91 = 68 \text{ mm}$$

berechnet werden. Der Innendurchmesser des Stators ergibt sich dadurch zu

$$d_{si} = \sqrt{\frac{0.000258 \text{ m}^3}{0.068 \text{ m}}} = 0.0616 \text{ m} = 61.6 \text{ mm}$$

und abzüglich der Luftspaltweite ist der Außendurchmesser des Rotors mit

$$d_{ra} = d_{si} - 2\delta = 61.6 \text{ mm} - 2 \cdot 0.8 \text{ mm} = 60 \text{ mm}$$

bestimmt.

Die Polteilung  $\tau_p$  und die Nutteilung  $\tau_Q$  berechnen sich zu

$$\tau_p = \frac{d_{si}\pi}{2p} = \frac{61.6 \text{ mm} \cdot \pi}{2 \cdot 5} = 19.35 \text{ mm}$$

$$\tau_Q = \frac{d_{si}\pi}{Q} = \frac{61.6 \text{ mm} \cdot \pi}{12} = 16.13 \text{ mm}.$$

Der magnetische Fluss  $\phi$  pro Pol ist somit

$$\phi = \frac{2}{\pi} \tau_p l_e \cdot \hat{B}_{\delta 1} = \frac{2}{\pi} \cdot 0.01935 \text{ m} \cdot 0.068 \text{ m} \cdot 1.25 \text{ T} = 1.047 \text{ mVs}.$$

Nun sind alle notwendigen Parameter berechnet um die Windungszahl je Strang  $N$  und damit die induzierte Spannung sowie den Strom zu bestimmen. Die Akkupackspannung sinkt beim Entleeren entsprechend der Entladekurve der Zellen und ist somit nicht konstant. Daher wird bei der Auslegung des Motors nicht von der maximalen Spannung  $U_{max} = 437 \text{ V}$  ausgegangen, sondern legt die Betriebsspannung in den Bereich der Nennspannung  $U_N = 385 \text{ V}$ . Somit kann bei den meisten Disziplinen mit voller Leistung gefahren werden. Beim *Endurance* Bewerb, wo die Akkupackspannung bis auf die minimal zulässige Spannung absinkt, ist dies auch kein Problem, da dabei nicht mit maximaler Leistung gefahren wird.

Die 2/5 Bruchlochwicklung besitzt vier Spulen  $N_c$  pro Strang, die in Serie geschaltet sind. Die Windungszahl muss eine ganze Zahl sein, die durch vier teilbar ist.

$$N_S = 4 \cdot N_c$$

Formt man die Formel der induzierten Strangspannung auf die Windungszahl je Strang  $N_S$  um und benutzt die Beziehung von Strangspannung zu verketteter Außenleiterspannung  $U_v = \sqrt{3} \cdot U_S$ , so ergibt sich im Leerlauf für  $\hat{U}_v = U_N$

$$N_c = \frac{1}{4} \cdot \frac{U_N / \sqrt{3}}{2\pi f \cdot \xi_1 \cdot \phi} = \frac{1}{4} \cdot \frac{385 \text{ V} / \sqrt{3}}{2\pi \cdot 1060 \text{ Hz} \cdot 0.933 \cdot 1.047 \text{ mWb}} = 8.54 \Rightarrow 8$$

Der Wert wird auf  $N_c = 8$  abgerundet, da im Lastfall aufgrund des Spannungsabfalles an der Induktivität eine zusätzliche Spannung an den Klemmen anfällt und somit eine Reserve bleibt. Es werden daher 8 Windungen je Spule bzw. 32 Windungen je Strang benötigt.

Die induzierte Spannung im Leerlauf ergibt sich mit  $N_S = 32$  zu

$$U_{i1} = \sqrt{2}\pi f \cdot N_S \cdot \xi_1 \cdot \phi = \sqrt{2}\pi \cdot 1060 \text{ Hz} \cdot 32 \cdot 0.933 \cdot 1.047 \text{ mWb} = 147 \text{ V}.$$

Der Spitzenwert der Spannung ist

$$\hat{U}_{i1} = \sqrt{2} \cdot U_{i1} = \sqrt{2} \cdot 147 \text{ V} = 208 \text{ V}.$$

Der Strangstrom  $I_S$  berechnet sich aus der Wirkleistung zu

$$I_S = \frac{P_\delta}{3 \cdot U_{i1}} = \frac{40 \text{ kW}}{3 \cdot 147 \text{ V}} = 90.7 \text{ A}$$

bzw. als Maximalwert

$$\hat{I}_S = \sqrt{2} \cdot I_S = \sqrt{2} \cdot 90.7 \text{ A} = 128.3 \text{ A}.$$

## 5.2 Berechnung der Stator- und Wicklungsparameter

Für die Auslegung des Stators sowie der Wicklung sind folgende Ausgangsparameter aus Tabelle 5.2 gegeben, die für die weiteren Berechnungen benötigt werden.

Maximale Flussdichte pro Zahn	$B_{Z,max}$	2.2 T
Maximale Stromdichte pro Strang	$J_{max}$	24 A/mm <sup>2</sup>
Nutfüllfaktor	$k_{Cu,Q}$	0.45

**Tabelle 5.2:** Ausgangswerte für die Auslegung von Stator und Wicklung

Um die Statorzahnbreite  $b_Z$  zu dimensionieren, benötigt man den Fluss durch diesen Zahn sowie die maximale magnetische Flussdichte  $B_{Z,max}$ , mit der man den

Zahn belastet. Letztere wurde mit 2.2 T festgelegt. Die notwendige Statorzahnbreite berechnet sich somit zu

$$b_Z = \frac{\phi}{B_{Z,max} \cdot l_e} = \frac{1.047 \text{ mWb}}{2.2 \text{ T} \cdot 0.068 \text{ m}} = 7 \text{ mm}.$$

Der Fluss teilt sich nach dem Zahn auf die beiden angrenzenden Jochseiten auf und fließt über die Nachbarzähne zurück zum Luftspalt. Um die magnetischen Spannungsabfälle im Gesamtsystem zu begrenzen, wird das Joch nicht auf maximale Sättigung mit dem halben Fluss  $B_{d,max}/2$ , sondern auf etwa 2/3 von  $b_Z$  ausgelegt. Die Statorjochhöhe  $h_y$  ergibt sich dadurch zu

$$h_y = \frac{2}{3} \cdot b_Z = \frac{2}{3} \cdot 7 \text{ mm} = 4.\overline{66} \text{ mm} \Rightarrow 4.5 \text{ mm}.$$

Die Nut muss entsprechend dimensioniert werden, um das benötigte Kupfer aufnehmen zu können. Fertigungstechnisch ist man mit dem Nutfüllfaktor  $k_{Cu,Q} = A_{Cu}/A_Q$ , dem Verhältnis von reiner Kupferfläche zu Gesamtnutfläche, limitiert, der bei der händisch eingeträufelten Wicklung bei etwa 0.45 liegt.

Da der Motor nur kurzzeitig beim Beschleunigungsvorgang mit vollem Strom belastet wird und dann wieder Zeit zum Abkühlen hat, wird die Wicklung mit einer Stromdichte von  $24 \text{ A/mm}^2$  dimensioniert.

Der Kupferquerschnitt eines Leiters berechnet sich zu

$$A_{Cu} = \frac{I_s}{J_{max}} = \frac{90.7 \text{ A}}{24 \text{ A/mm}^2} = 3.78 \text{ mm}^2$$

und damit die notwendige Nutfläche  $A_Q$  zu

$$A_Q = 2 \cdot \frac{A_{Cu} \cdot N_c}{k_{Cu,Q}} = 2 \cdot \frac{3.78 \text{ mm}^2 \cdot 8}{0.45} = 134.4 \text{ mm}^2.$$

Diese Fläche wird pro Nut benötigt, um die beiden Spulenseiten mit je 8 Windungen unterzubringen.

Der Strangwiderstand setzt sich aus verschiedenen Komponenten zusammen und wird wie folgt berechnet:

- Zuleitungslänge:  $l_z = 150 \text{ mm}$
- Länge des Leiters in der Nut:  $l_{Fe} = 75 \text{ mm}$
- Mittlere Wickelkopflänge:  $l_w = 30 \text{ mm}$
- Verbindungsleitung zur gegenüberliegenden Spulengruppe:  $l_v = 150 \text{ mm}$
- Sternpunktverbindung:  $l_Y = 100 \text{ mm}$

Pro Strang ergibt sich folgende Leiterlänge:

$$l_{Cu,S} = l_z + N_S \cdot 2 \cdot (l_{Fe} + l_w) + l_v + l_Y$$

$$l_{Cu,S} = 150 \text{ mm} + 32 \cdot 2 \cdot (75 \text{ mm} + 30 \text{ mm}) + 150 \text{ mm} + 100 \text{ mm} = 7.12 \text{ m}$$

Daraus kann der Strangwiderstand mit dem spezifischen elektrischen Widerstand bei Raumtemperatur  $\rho_{Cu}(\vartheta = 20^\circ) = 1.69 \cdot 10^{-2} \Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$  berechnet werden:

$$R_{S,20} = \rho_{Cu}(20) \cdot \frac{l_{Cu,S}}{A_{Cu}} = 1.69 \cdot 10^{-2} \frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}} \cdot \frac{7.12 \text{ m}}{3.78 \text{ mm}^2} = 31.8 \text{ m}\Omega$$

Bei Betriebstemperatur von  $\vartheta_B = 100^\circ\text{C}$  erhöht sich der Strangwiderstand zu

$$\begin{aligned} R_{S,100} &= R_{S,20} \cdot (1 + \alpha_{Cu} \cdot (100^\circ\text{C} - 20^\circ\text{C})) \\ &= 31.8 \text{ m}\Omega \cdot (1 + 3.9 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1} \cdot 80 \text{ K}) = 41.7 \text{ m}\Omega. \end{aligned}$$

Damit ergeben sich bei Vollast und Betriebstemperatur Stromwärmeverluste in der Kupferleitung von

$$P_{Cu} = 3 \cdot I_S^2 \cdot R_{S,100} = 3 \cdot (90.7 \text{ A})^2 \cdot 41.7 \text{ m}\Omega = 1.03 \text{ kW}.$$

Die Wicklung hat eine Gesamtmasse von

$$m_{Cu} = 3 \cdot \rho_{Cu} \cdot l_{Cu,S} \cdot A_{Cu} = 3 \cdot 8920 \text{ kg/m}^3 \cdot 7.12 \text{ m} \cdot 3.78 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2 = 0.72 \text{ kg}.$$

### 5.2.1 Einfluss des Skin-Effekts

Da im Betrieb hohe Frequenzen aufgrund der elektrischen Frequenz der Grundschwingung  $f = 1060\text{Hz}$ , der Schaltfrequenz des Umrichters  $f_T = 20\text{kHz}$  sowie deren Oberschwingungen auftreten, darf der Skin-Effekt nicht vernachlässigt werden. Diese hohen Frequenzen verdrängen den Strom ins Innere des Leiters und vermindern dadurch den effektiven Kupferquerschnitt und erhöhen den Widerstand und somit die Verluste im Betrieb.

Die Stromdichte nimmt proportional mit dem Faktor  $e^{-r_l/\delta}$  ab und der Widerstand daher entsprechend zu.  $r_l$  ist dabei der Radius der einzelnen Drahtlitze. Die Eindringtiefe  $\delta$  berechnet sich zu

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho_{Cu}}{\omega\mu}} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f\mu}} \text{ [Wikb]}$$

Will man den Einfluss des Skin-Effekts gering halten, muss der Leiter daher in viele voneinander isolierte Litzen aufgeteilt werden. Mit einer größeren Aufteilung sinkt jedoch auch der Füllfaktor, sodass ein Kompromiss gefunden werden muss. Die verwendete Litze hat einen Drahtdurchmesser von  $d_l = 0.3\text{mm}$  und ein Leiter besteht daher aus

$$z = \frac{A_{Cu}}{A_l} = \frac{3.78\text{mm}^2}{(0.3\text{mm})^2 \cdot \pi/4} = 53.47 \Rightarrow 53$$

Litzen.

Insgesamt wird pro Motor Kupfer mit einer Länge von

$$l_{Cu} = 3 \cdot z \cdot l_{Cu,S} = 3 \cdot 53 \cdot 7.12\text{m} = 1.132\text{km}$$

benötigt.

Um den Einfluss des Skin-Effektes abschätzen zu können, werden die Eindringtiefen bei Betriebstemperatur  $\vartheta_B = 100^\circ\text{C}$  bei den beiden hauptsächlich auftretenden

den Frequenzen  $f$  und  $f_T$  berechnet und anschließend im Verhältnis 7:1 gewichtet und im Widerstandswert berücksichtigt.

$$\delta_f = \sqrt{\frac{\rho_{Cu}(100)}{\pi f \mu}} = \sqrt{\frac{2.22 \cdot 10^{-8} \Omega/m}{\pi \cdot 1060 \text{ Hz} \cdot 4\pi 10^{-7} \text{ Vs/(Am)}}} = 2.3 \cdot 10^{-3} \text{ m}$$

$$\delta_{fT} = \sqrt{\frac{\rho_{Cu}(100)}{\pi f_T \mu}} = \sqrt{\frac{2.22 \cdot 10^{-8} \Omega/m}{\pi \cdot 20000 \text{ Hz} \cdot 4\pi 10^{-7} \text{ Vs/(Am)}}} = 5.3 \cdot 10^{-4} \text{ m}$$

Die zugehörigen Faktoren des Skin-Effektes bei der Litze mit dem Radius  $r_l = 0.15 \text{ mm}$  berechnen sich zu

$$k_{f,0.3} = \exp\left(-\frac{r_l}{\delta_f}\right) = \exp\left(-\frac{0.15 \text{ mm}}{2.3 \text{ mm}}\right) = 0.937$$

$$k_{fT,0.3} = \exp\left(-\frac{r_l}{\delta_{fT}}\right) = \exp\left(-\frac{0.15 \text{ mm}}{0.53 \text{ mm}}\right) = 0.754$$

Der gewichtete Faktor beträgt

$$k_{g,0.3} = (7 \cdot 0.937 + 0.754)/8 = 0.914$$

Berechnet man nun die Faktoren ohne Aufteilung in Litzen mit dem Leiterradius  $r_L = 1.1 \text{ mm}$ , kommt man zu folgendem Ergebnis:

$$k_{f,1.1} = \exp\left(-\frac{r_L}{\delta_f}\right) = \exp\left(-\frac{1.1 \text{ mm}}{2.3 \text{ mm}}\right) = 0.788$$

$$k_{fT,1.1} = \exp\left(-\frac{r_L}{\delta_{fT}}\right) = \exp\left(-\frac{1.1 \text{ mm}}{0.53 \text{ mm}}\right) = 0.354$$

Der gewichtete Faktor beträgt dann

$$k_{g,1.1} = (7 \cdot 0.788 + 0.354)/8 = 0.733$$

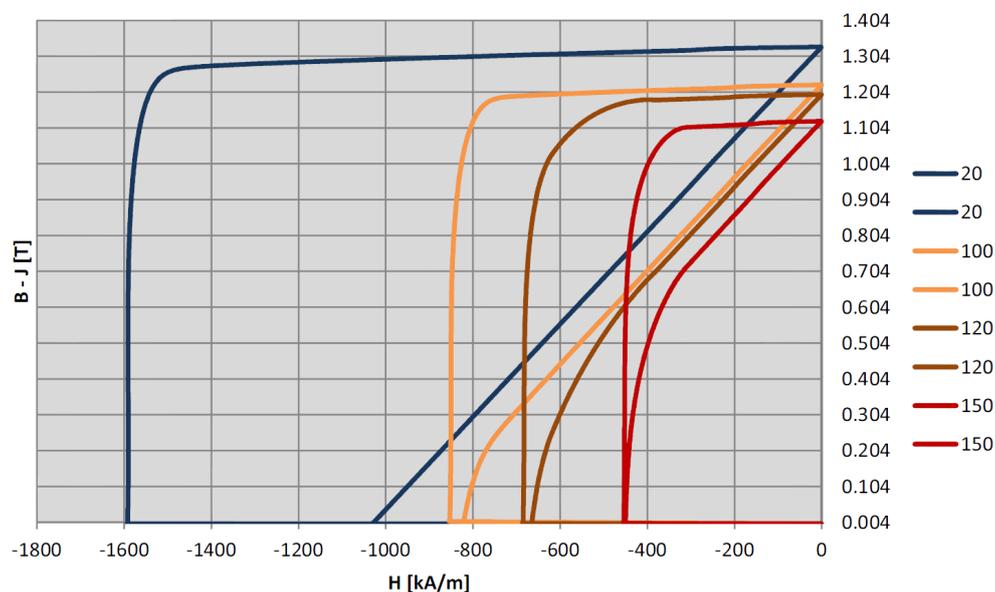
Vergleicht man nun die beiden Faktoren, so sieht man, dass mit der Aufteilung die Erhöhung des Widerstandswertes von 36 % auf 9 % begrenzt wurde. Da die

Stromwärmeverluste proportional zum Widerstand sind, bedeutet dies auch eine signifikante Verminderung der zusätzlichen Verluste in der Kupferwicklung.

### 5.3 Auslegung der Rotor- und Magnetparameter

Es gibt analytische Ansätze zur Berechnung der Luftspaltflussdichte im idealen sowie segmentierten Halbach Array [ZPXH04, MM09, She13], die jedoch entsprechenden Einschränkungen unterlegen sind. In der vorliegenden Arbeit wird der Magnetkreis direkt mittels FEM-Analyse ausgelegt und optimiert.

Es werden NdFeB-Magnete eingesetzt, welche sowohl eine große Remanenzflussdichte sowie eine hohe Einsatztemperatur aufweisen. SmCo-Magnete scheiden aus, da diese zwar eine um den Faktor drei höhere Betriebstemperatur standhalten, jedoch auch eine um denselben Faktor höhere elektrische Leitfähigkeit besitzen und somit größere Wirbelstromverluste entstehen. Außerdem ist die Remanenzflussdichte von SmCo-Magneten kleiner als die von NdFeB-Magneten.



**Abbildung 5.1:** B(H)- sowie J(H)-Kennlinie des NdFeB Magneten *BMN-44SH (/S)* bei verschiedenen Temperaturen

Ausgewählt wurde das Magnetmaterial *BMN-44SH (/S)* von der Firma *Bomatec*. Die  $B(H)$ -Kennlinie ist in Abbildung 5.1 zu sehen. Das Magnetmaterial hat eine typische Remanenzflussdichte bei Raumtemperatur von 1.36 T und eine Einsatztemperatur von bis zu 150 °C. Für die Auslegung wurde eine Remanenzflussdichte von  $B_r = 1.26\text{T}$  verwendet, die einer Temperatur der Magnete von 60 °C entspricht.

Das Rotorblechpaket dient zur Führung des geringen magnetischen Flusses im Inneren des Halbach-Arrays sowie zur Positionierung der Magnete und zur Gewährleistung dessen mechanischer Festigkeit. An dieses Material werden somit keine hohen magnetischen Anforderungen gestellt und es wurde deshalb Standard-Elektroblech des Typs M250-35A verwendet, welches eine Blechdicke von 0.35 mm besitzt.

## 6 Numerische Berechnungen

Die analytischen Basisberechnungen wurden mittels FEM-Simulationen mit *Ansys Maxwell* sowohl statisch wie auch transient analysiert und die Geometrien entsprechend optimiert.

Das Model des Motors wurde in der CAD-Software *CATIA V5* nach den im vorigen Kapitel 5 berechneten Dimensionen gezeichnet und in Maxwell importiert. Das Softwarepaket bietet umfassende Möglichkeiten zum Einstellen der Materialeigenschaften und Objektgeometrien, welche mit Variablen versehen und parametrisiert werden können. Spulen können definiert und mit Strömen erregt werden, die auch im externen Schaltungseditor erzeugt werden können. Die Diskretisierung kann automatisch generiert und lokal verfeinert werden, um z.B. das Mesh im Bereich des Luftspalts zu optimieren und dadurch genauere Ergebnisse zu erzielen. Im Grafikfenster kann die Motorgeometrie mit verschiedenen simulierten Feldbildern, wie z.B. der magnetischen Flussdichte sowie Feldstärke, überlagert werden und auch eigene spezielle Felder und Werte mit dem integrierten Kalkulator berechnet und angezeigt werden.

### 6.1 Materialdefinitionen

Nach dem Importieren der CAD-Dateien müssen den einzelnen Flächen Materialdaten zugeordnet werden. Für den Stator wurden die Daten aus der B(H)-Kennlinie des Materials *Vacodur 49* in die Datenbank neu eingegeben, da dieses noch nicht vorhanden war.

Das Magnetmaterial wurde mit den Werten  $B_r = 1.26\text{T}$  sowie  $\mu_r$  des Materials angegeben und die Magnetisierungsrichtung in x-Richtung festgelegt. Zur Definition des Halbach-Arrays wurde bei jedem Magneten ein eigenes lokales Koor-

dinatensystem erstellt, dessen x-Richtung in die Richtung der gewünschten Magnetisierung zeigt und danach mit dem Magnetmaterial belegt. Den Spulen wurde entsprechend Kupfer als Litzendraht (*stranded conductor*) und dem Rotorblech Standardelektroblech zugewiesen.

Um die rotierenden Bereiche des Rotors wurde ein Kreis gezeichnet. Dieser wurde als *Band* deklariert und somit als Rotationsgebiet definiert. Diesem kann dann noch ein Initialwinkel  $\gamma_0$  zugewiesen werden, um für den Beginn der Berechnung eine Neutralposition einzunehmen. Diese Position ist so definiert, dass die fünf positiven  $\alpha$ -Achsen des Stators mit den fünf positiven d-Achsen des Rotors zusammenfallen.

## 6.2 Nachbildung der Statordurchflutungen

Pro Nut wurden zwei Flächen gezeichnet, die dem Querschnitt je einer Spulenseite entsprechen. Jede dieser Bereiche wurde als *Coil* definiert und mit der Windungszahl  $N_c = 8$  sowie einer Durchflutungsrichtung entsprechend dem Wickelschema von Abbildung 4.4 bzw. nach Abbildung 6.1 belegt. Die einzelnen Spulenseiten wurden anschließend zu den Strängen U, V und W zusammengefasst.

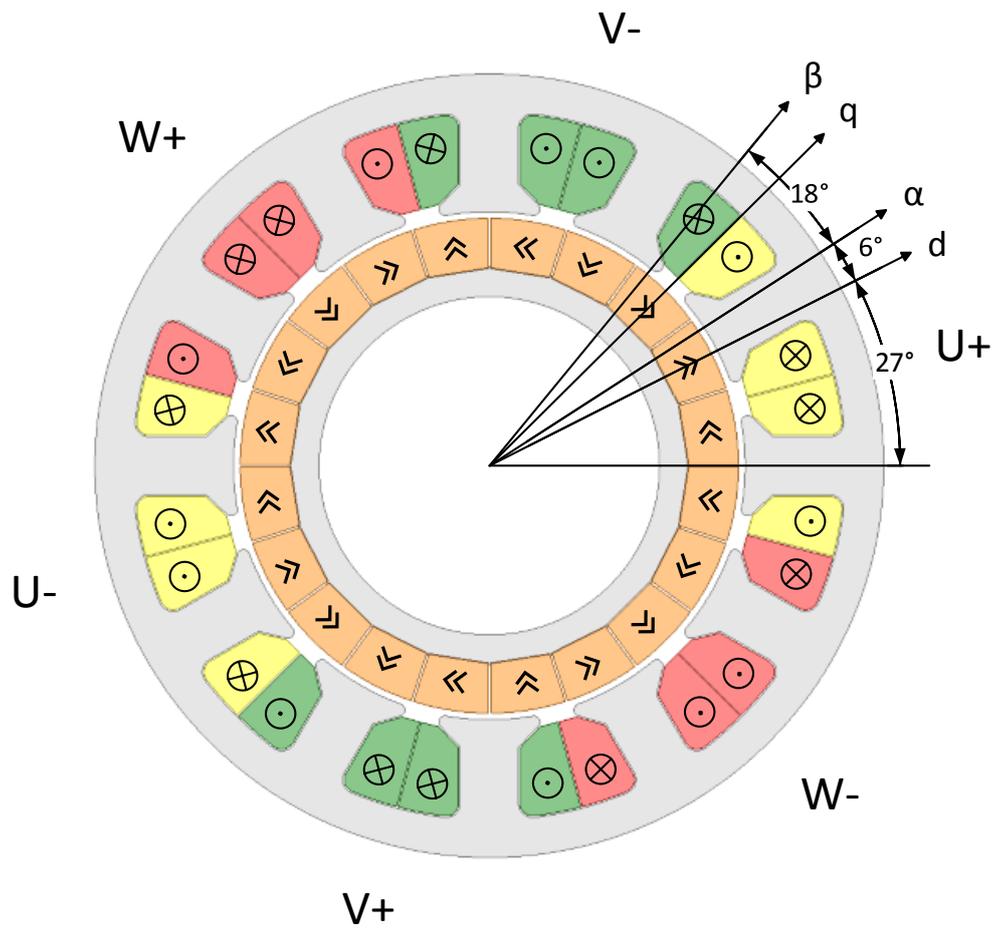
Der Strom soll im rotorfesten (d,q)-Koordinatensystem als  $i_d$  und  $i_q$  Wert eingegeben werden können, um in weiterer Folge auch eine Feldschwächung mit negativem d-Strom simulieren zu können. Dazu muss eine Transformation dieser Ströme auf die Strangströme  $i_u$ ,  $i_v$  und  $i_w$  erfolgen.

Ausgehend von der Definition des Stromraumzeigers im statorfesten  $(\alpha, \beta)$ -Koordinatensystem [Sch98]

$$\underline{i}_{\alpha, \beta} = \frac{2}{3} \left( i_u + i_v \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_w \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right)$$

und der Transformation

$$\underline{i}_{\alpha, \beta} = \underline{i}_{d, q} \cdot e^{j\gamma}$$



**Abbildung 6.1:** Übersicht der Magnetisierungsrichtungen, der Durchflutungsrichtungen, der Stränge sowie das verwendete statorfeste ( $\alpha, \beta$ )- und das rotorfeste ( $d, q$ )-Koordinatensystem

mit dem Winkel  $\gamma$ , der definitionsgemäß zwischen dem rotorfesten und statorfesten Koordinatensystem liegt, kann vom (d,q)-System in die Stranggrößen  $u$ ,  $v$  und  $w$  umgerechnet werden. Dazu spaltet man obige Formel in ihre Komponenten auf

$$i_\alpha + ji_\beta = (i_d + ji_q)(\cos \gamma + j \sin \gamma)$$

und nach der Multiplikation der beiden Terme kann man  $i_\alpha$  und  $i_\beta$  wie folgt anschreiben:

$$i_\alpha = i_d \cos \gamma - i_q \sin \gamma$$

$$i_\beta = i_q \cos \gamma + i_d \sin \gamma$$

Definitionsgemäß legt man die  $\alpha$ -Achse in die U-Achse. Die V- und W- Achse sind  $120^\circ$  bzw.  $240^\circ$  verdreht und enthalten daher aufgrund der Projektion der  $(\alpha, \beta)$ -Zeiger auf die Strang-Zeiger die entsprechenden Transformationsterme. Die Verknüpfung der drei Stranggrößen folgt somit zu:

$$i_u = i_\alpha, \quad i_v = -\frac{1}{2}i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta, \quad i_w = -\frac{1}{2}i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta$$

Nun erhält man durch einsetzen die jeweiligen Ausdrücke der Strangströme:

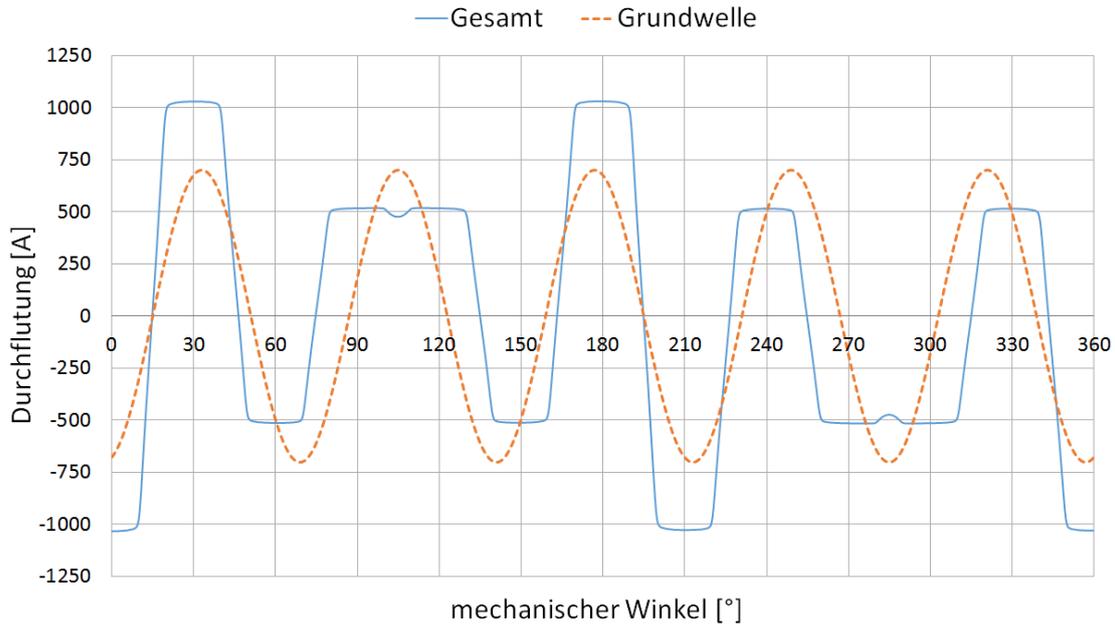
$$i_u = i_d \cdot \cos(\gamma) - i_q \cdot \sin(\gamma)$$

$$i_v = -\frac{1}{2} (i_d \cdot \cos(\gamma) - i_q \cdot \sin(\gamma)) + \frac{\sqrt{3}}{2} (i_q \cdot \cos(\gamma) + i_d \cdot \sin(\gamma))$$

$$i_w = -\frac{1}{2} (i_d \cdot \cos(\gamma) - i_q \cdot \sin(\gamma)) - \frac{\sqrt{3}}{2} (i_q \cdot \cos(\gamma) + i_d \cdot \sin(\gamma)).$$

Zufolge der Sternschaltung kann keine Nullkomponente in den Strömen auftreten. Der Winkel  $\gamma$  ist dabei

$$\gamma = 2\pi f \cdot t + \gamma_0.$$



**Abbildung 6.2:** Verteilung der Gesamtdurchflutung sowie deren Grundwelle  $v' = 5$

Die Stränge U, V und W werden nun in der Software mit den entsprechenden Strangströmen  $i_u, i_v$  und  $i_w$  belegt. Somit wird in der transienten Simulation der Strom kontinuierlich aus  $i_d$ - und  $i_q$ -Strömen in die Stränge eingeprägt.

Zum Zeitpunkt  $t = 0$  liegen definitionsgemäß die d-Achsen und die  $\alpha$ -Achsen übereinander. Dazu muss jeweils eine der fünf möglichen Achsen bestimmt und die Phasenverschiebung  $\gamma_0$  der beiden Koordinatensysteme berechnet werden. Dieser wird als Initialwinkel in das Programm eingegeben und der als Band definierte Bereich des Rotors wird am Anfang der Berechnung entsprechend zum Stator verdreht.

Um die Durchflutungsverteilung zu bestimmen wird der Rotor ausgeblendet und die Wicklung mit einem Strom in  $\alpha$ -Richtung belegt, welche genau in der U-Achse liegt. Dies wird durch folgende Bestromung erreicht:

$$i_u = I_{max}, \quad i_v = i_w = -\frac{1}{2} \cdot I_{max}$$

Anschließend wird die Tangentialkomponente der magnetischen Feldstärke im Luftspalt berechnet und um den Umfang aufintegriert. Die entstehende Verteilung der Durchflutung ist in Abbildung 6.2 zu sehen. Mit einer Fourieranalyse können die einzelnen Komponenten der Durchflutungsverteilung und deren Phasenverschiebungen bestimmt werden. Der Verlauf der Grundwelle ist in Abbildung 6.2 eingezeichnet und das erste Maximum liegt bei  $33^\circ$ . Dies wird im folgenden als  $\alpha$ -Achse verwendet. Die  $\beta$ -Achse liegt im rechten Winkel darauf, dies entspricht  $90^\circ/p = 90^\circ/5 = 18^\circ$  mechanischem Winkel.

Die d-Achsen liegen in der Mitte jedes der  $p = 5$  Nordpole der Magnetverteilung. Es wird die d-Achse des Nordpols bei  $27^\circ$  gewählt. Um die soeben bestimmte  $\alpha$ - und d-Achse aufeinanderzulegen, muss somit ein Initialwinkel  $\gamma_0 = 6^\circ$  eingestellt werden. Die verschiedenen Koordinatensysteme, deren Winkel sowie die Magnetisierungsrichtungen des Halbach-Arrays, die Durchflutungsrichtungen der einzelnen Spulenseiten sowie deren Zuordnung zu den Strängen U, V und W sind in Abbildung 6.2 zu sehen.

### 6.3 Halbach-Array vs. konventionelles Magnetdesign

Das Halbach-Array wird in einer statischen Analyse mit einem konventionellen Magnetdesign verglichen, welches abwechselnd nord-süd-magnetisiert ist und eine Polbedeckung von  $\alpha_e = 0.85$  aufweist. Dabei sind Stator sowie Rotor idealisiert als Kreisring ohne Nuten ausgeführt, um einen direkten Vergleich der beiden Varianten ohne Einfluss von Nutungseffekten sowie einer Sättigung des Eisens durchführen zu können. Um die beiden Designs vergleichen zu können, besitzen die Magnete jeweils eine Magnethöhe von  $h_M = 6\text{ mm}$  und sowie das gleiche Magnetmaterial. Weiters sind die Skalierungen der Feldbilder identisch eingestellt worden. Die Luftspaltflussdichte wurde in der Mitte des Luftspaltes bei  $r_\delta = 30.4\text{ mm}$  ausgewertet.

In Abbildung 6.3 sind der Betrag der magnetischen Flussdichte sowie die Flusslinien der Halbach-Anordnung zu sehen. Dabei ist deutlich erkennbar, dass der Großteil des Flusses über die Zwischenmagnete fließt und sich im Rotorblechpa-

ket selbst fast kein Fluss ausbildet. Vergleicht man die Flussdichte mit der konventionellen Magnetanordnung in Abbildung 6.5, so ist jene des Halbach-Arrays größer. Beim konventionellen Design schließt sich der magnetische Fluss über das Blechpaket des Rotors, welches daher mit diesem Konzept unerlässlich ist.

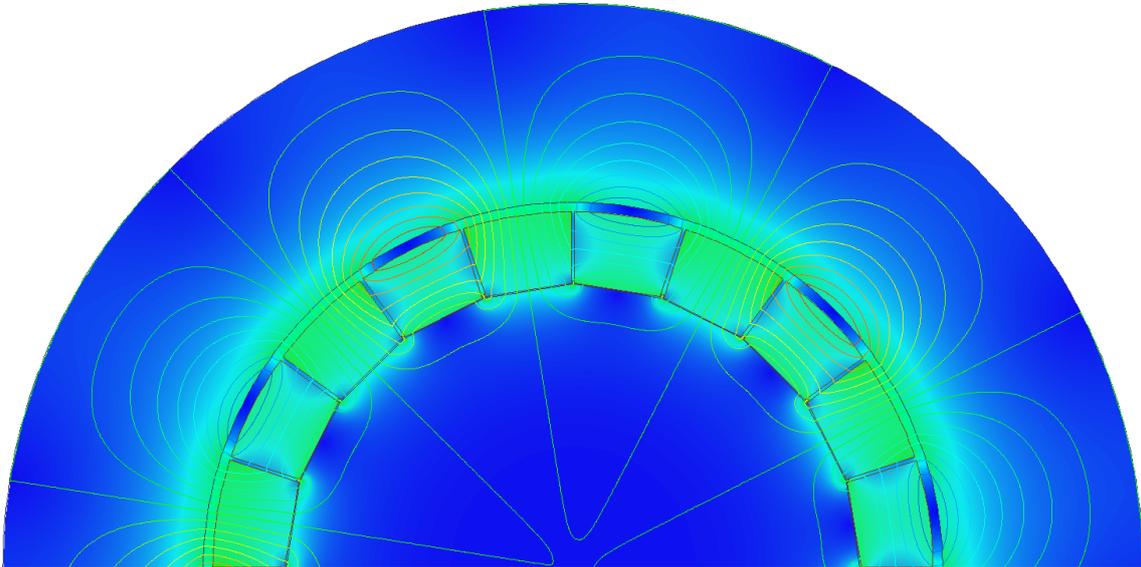
In den Abbildungen 6.4 sowie 6.6 sind die unterschiedlichen Verläufe der Radialkomponente der Luftspaltflussdichte der beiden Rotorkonzepte zu sehen. Von beiden Kurven wurde eine Fourieranalyse durchgeführt und die Amplituden der Arbeitswelle sowie der Oberwellen berechnet. Die Ergebnisse sind in Tabelle 6.1 zusammengestellt.

$\nu$	$B_{\nu, konv}$	$B_{\nu, hal}$	Unterschied
1	1.2473 T	1.3290 T	+6.5 %
3	0.2020 T	0.0111 T	-94.5 %
5	0.0186 T	0.1636 T	+780 %
7	0.0355 T	$< 10^{-4}$	
9	0.0469 T	0.0483 T	+3 %
11	0.0412 T	$< 10^{-4}$	
13	0.0295 T	0.0172 T	-41.7 %
15	0.0170 T	$< 10^{-4}$	
17	0.0064 T	0.0060 T	-6.3 %

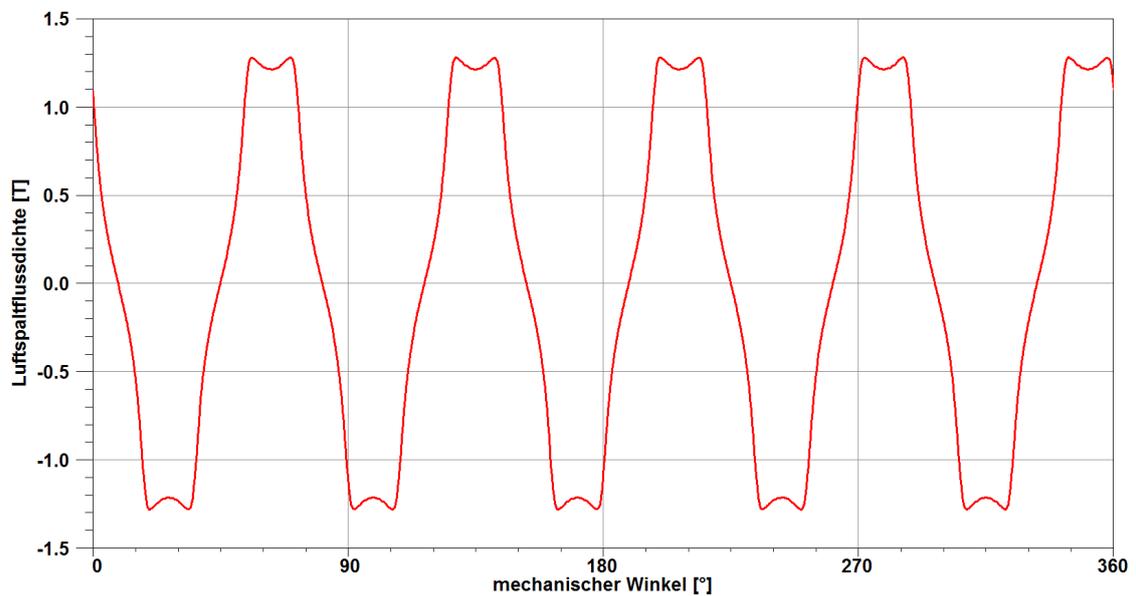
**Tabelle 6.1:** Vergleich der Amplituden von den Komponenten der Luftspaltflussdichte beider Rotorkonzepte

Man sieht, dass das Halbach-Array eine über 6 % größere Amplitude der Arbeitswelle aufweist. Weiters ist die 3. Oberwelle um einen Faktor 18 kleiner als beim konventionellen Design. Dies ist besonders von Vorteil, da der Wicklungsfaktor  $\xi_3 = 0.5$  vergleichsweise groß ausfällt und die 3. Oberwelle daher beim Halbach-Array einen vernachlässigbaren Einfluss auf die induzierte Strangspannung hat. Die 5. Oberwelle ist zwar um einen Faktor 9 größer, jedoch ist der Wicklungsfaktor  $\xi_5 = 0.067$  sehr gering. Die 7., 11. sowie 15. Ordnungszahl sind im Spektrum praktisch nicht vorhanden. Das Halbach-Array erzeugt somit zusammen mit der 2/5 Bruchlochwicklung einen dem idealen Sinusverlauf sehr nahe kommenden

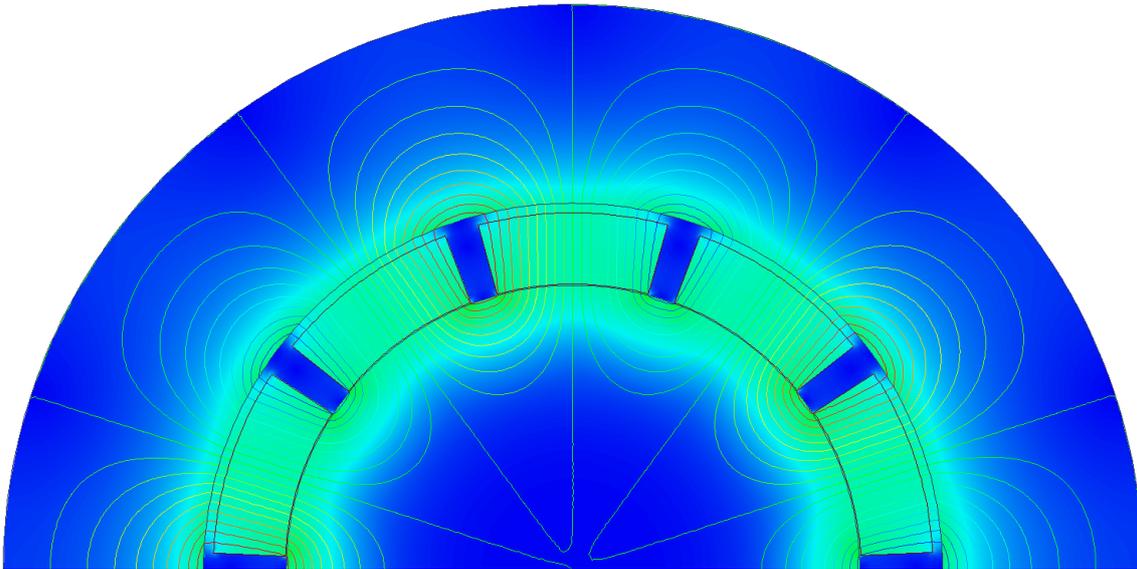
Verlauf der induzierten Spannung. Dies hat weiters den Vorteil, dass die Eisenverluste gering gehalten werden.



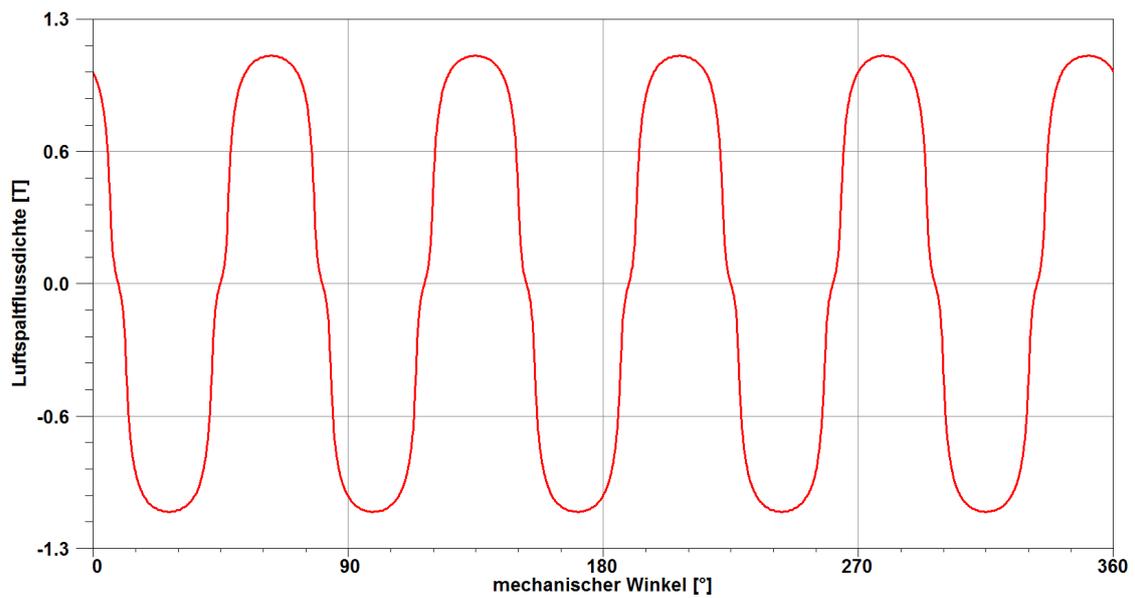
**Abbildung 6.3:** Betrag der magnetischen Flussdichte sowie Flusslinien des Halbba-Arrays bei nutenlosem Stator



**Abbildung 6.4:** Verlauf der Luftspaltflussdichte des Halbba-Arrays bei nutenlosem Stator



**Abbildung 6.5:** Betrag der magnetischen Flussdichte sowie Flusslinien des konventionellen Magnetdesigns mit  $\alpha_e = 0.85$  bei nutenlosem Stator



**Abbildung 6.6:** Verlauf der Luftspaltflussdichte des konventionellen Magnetdesigns mit  $\alpha_e = 0.85$  bei nutenlosem Stator

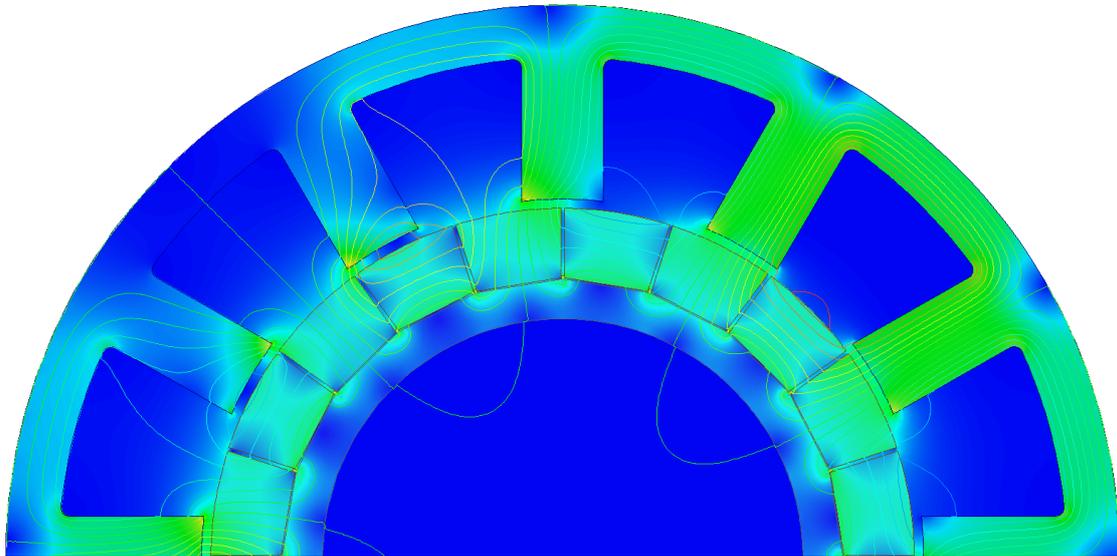
## 6.4 Offene vs. halbgeschlossene Nuten

Die Zähne des Stators können verschiedenartig gestaltet werden und haben einen großen Einfluss auf das Verhalten der Maschine wie z.B. Induktivität, Drehmoment und -rippel, Ober- und Unterwellen etc.

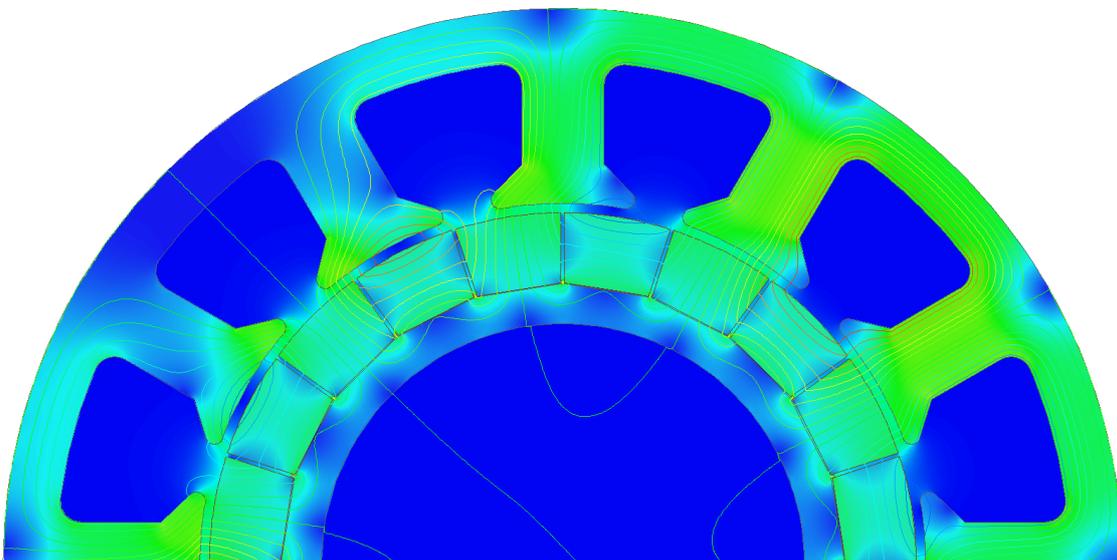
Eine einfache Möglichkeit ist es, die Zähne parallelflankig auszuführen. Dies hat den Vorteil, dass die Spulen außerhalb vom Stator bereits fertig vorgewickelt und danach auf die einzelnen Zähne aufgesteckt werden können. Somit hat man große fertigungstechnische Vorteile. Auch der Füllfaktor ist dabei meist höher, da bei maschineller Bewicklung der Draht Lage für Lage eng nebeneinander gelegt werden kann. Dies ist bei halbgeschlossenen Nuten nicht so einfach möglich, so dass bei dieser Ausführung der Draht meist direkt in die Nut eingeträufelt wird und somit eine lose Wicklung mit vergleichsweise niedrigerem Füllfaktor entsteht.

Es wurden nun diese zwei verschiedenen Ausführungen der Statorzahnköpfe simuliert und verglichen. In Abbildung 6.8 sind die Simulationsergebnisse des Betrags der magnetischen Flussdichte sowie die Flusslinien der Variante mit den halbgeschlossenen Nuten zu sehen. Abbildung 6.7 zeigt die Ergebnisse mit parallelflankigen Statorzähnen und damit offenen Statornuten. Bei den halbgeschlossenen Nuten kann der Fluss von den Magneten besser über den Luftspalt in den Zahn übertragen werden und muss nicht zu einem Teil über die Luft in den seitlichen Fläche des Zahnes eindringen, wie das in Abbildung 6.7 zu sehen ist. In diesem Fall ist auch der Streufluss in der Nut selbst auch stärker ausgeprägt. Der durch den Zahn geführte Fluss und somit auch der Verkettungsfluss ist bei halbgeschlossenen Nuten größer, damit ist auch die Ausnutzung der Maschine besser.

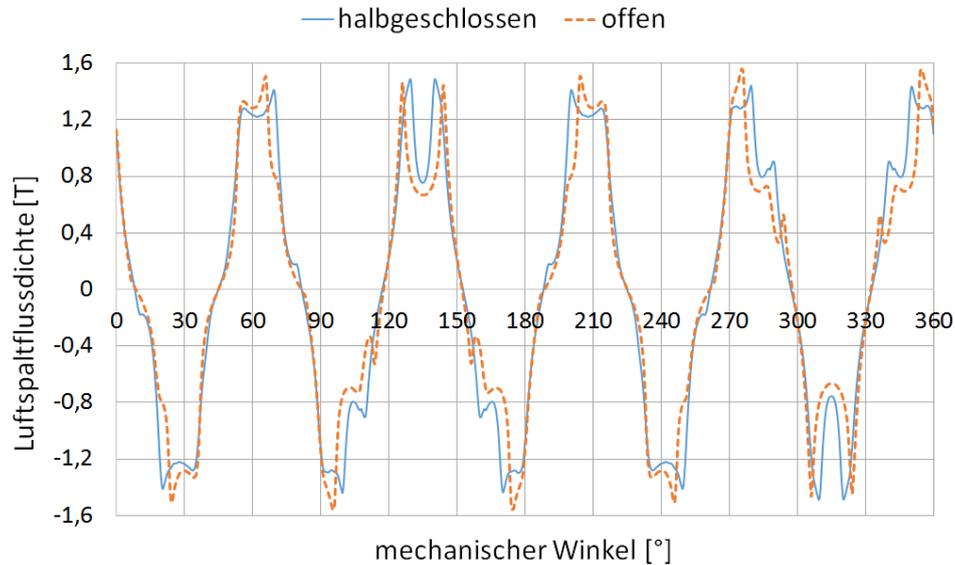
In Abbildung 6.9 ist der unterschiedliche Verlauf der Luftspaltflussdichte beider Varianten zu sehen. Mit den Fourierkomponenten dieser Verläufe zeigt das Spektrum in Abbildung 6.10 deutlich die Vorteile der Ausführung mit halbgeschlossenen Statornuten. Die Amplitude der Arbeitswelle ist um 12 % größer und somit kann auch ein um diesen Faktor höheres Drehmoment bei gleicher Magnetanordnung erzeugt werden. Außerdem ist die Amplitude des Großteils der Oberwellen



**Abbildung 6.7:** Betrag der magnetischen Flussdichte sowie Flusslinien bei offenen Statornuten



**Abbildung 6.8:** Betrag der magnetischen Flussdichte sowie Flusslinien bei halbgeschlossenen Statornuten

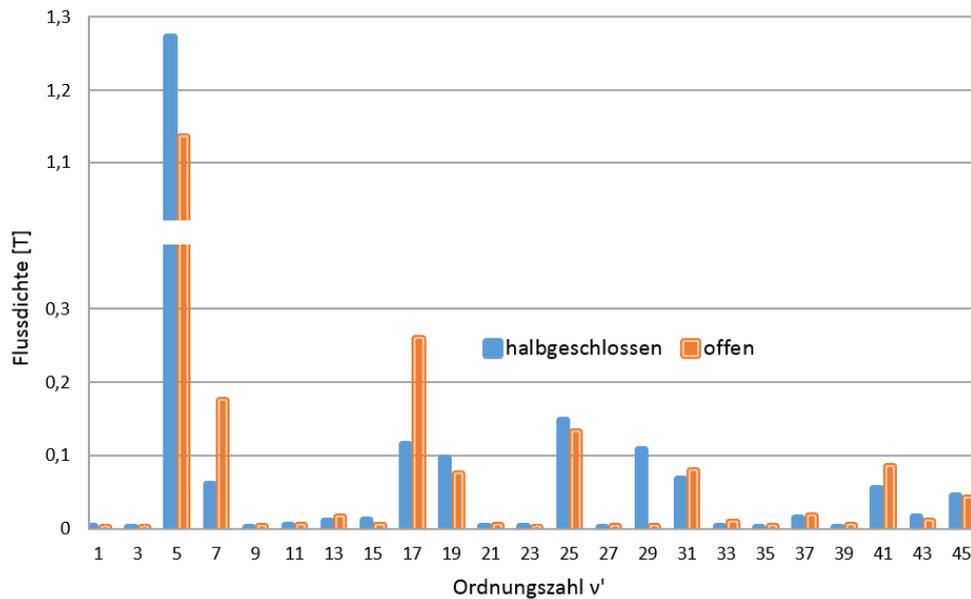


**Abbildung 6.9:** Verlauf der Luftspaltflussdichte bei halbgeschlossenen und offenen Statornuten

schwächer ausgeprägt. Da die Wicklung der Maschine aufgrund der geringen Stückzahlen händisch gewickelt wird, wirkt sich der fertigungstechnische Vorteil der parallelfankigen Zähne nicht aus. Weiters ist die Stranginduktivität der Maschine höher, welche ohnehin wegen der Ausführung des Rotors mit Oberflächenmagneten vergleichsweise niedrig ist. Aus diesem Grund wurde die Variante mit halbgeschlossenen Nuten verwendet.

## 6.5 Verkettungsfluss und Leerlaufspannung

Um den Verlauf der Leerlaufspannung zu bestimmen, wurde eine transiente Analyse erstellt und in die Nuten jeweils zwei Spulenseiten entsprechend dem Wickelschema aus Abbildung 6.1 mit den Durchflutungen definiert, die in Abschnitt 6.2 hergeleitet wurden. Weiters rotiert der Rotor mit der Nenndrehzahl von  $n_N = 12720 \text{ min}^{-1}$ .



**Abbildung 6.10:** Spektrum der Luftspaltflussdichte des Stators bei halbgeschlossenen und offenen Statornuten

Als Ergebnis der Simulation ergibt sich ein Verkettungsfluss je Strang von  $\hat{\Psi}_1 = 31.6 \text{ mVs}$ . Der Fluss pro Pol berechnet sich zu

$$\hat{\phi} = \frac{\hat{\Psi}}{N \cdot \xi_1} = \frac{31.6 \text{ mVs}}{32 \cdot 0.933} = 1.058 \text{ mVs}$$

und stimmt gut mit der analytischen Berechnung überein.

Die Fourieranalyse der Leerlaufspannung ergibt für die Amplitude der Grundschwingung einen Wert von  $\hat{U}_{i1,L} = 210.2 \text{ V}$ . Die weiteren Komponenten sind mit  $\hat{U}_{i3,L} = 0.91 \text{ V}$  sowie  $\hat{U}_{i5,L} = 0.20 \text{ V}$  vernachlässigbar gering, sodass praktisch von einem ideal sinusförmigen Verlauf der Leerlaufspannung gesprochen werden kann.

## 6.6 Rastmoment

Die Momentenwelligkeit beim Leerlauf bzw. das Rastmoment ergibt sich aus den Reluktanzkräften zwischen Stator und Rotor, die von der Permanentmagneterregung herrühren. Der Reluktanzunterschied entsteht aufgrund der Nutöffnungen des Stators (bei vergrabenen Magneten auch vom Rotor) und kann auch mit der Größe vom Verhältnis Nutöffnung zu Zahnkopfbreite beeinflusst werden. Die tangentialen Komponenten dieser Reluktanzkräfte werden als Rastmoment wirksam, welches auch ohne Bestromung der Ständerwicklung auftritt.

Bei Ganzlochwicklungen trifft der Rotor während einer mechanischen Periode  $Q$ -mal auf eine Nut und somit auf einen Reluktanzunterschied. Die Grundfrequenz ist somit mit  $n \cdot Q$  vergleichsweise niedrig und tritt mit einer starken Amplitude auf, da jeweils alle  $2p$ -Pole gleichzeitig entweder auf einer Nut oder einer Nutöffnung positioniert sind. Eine Schrägung von Stator oder Rotor kann dem entgegenwirken.

Die Bruchlochwicklung hat die Eigenschaft, dass die Anzahl der Nuten pro Polpaar nicht ganzzahlig ist und somit die Statorzähne immer abwechselnd einem anderen Pol direkt gegenüberstehen. Der Reluktanzeffekt ist dadurch deutlich schwächer ausgeprägt und die Grundfrequenz ist direkt proportional dem kleinsten gemeinsamen Vielfachen (kgV) von Nutzahl und Polpaarzahl und berechnet sich zu

$$f_{R,1} = n \cdot \text{kgV}(Q, p) = 212 \text{ s}^{-1} \cdot \text{kgV}(12, 5) = 212 \text{ s}^{-1} \cdot 60 = 12720 \text{ Hz}.$$

Der Plot des Drehmomentes im Leerlauf ist in Abbildung 6.11 zu sehen. Die Fourier-Analyse des Verlaufs bestätigt den Zusammenhang und es ergibt sich eine Amplitude Rastmoment bei  $f_{R,1} = 12720 \text{ Hz}$  von

$$M_{R,1} = 0.111 \text{ Nm}.$$

Dies entspricht einem auf das Nennmoment  $M_N = 30 \text{ Nm}$  bezogenen prozentualen Wert von 0.37 %.

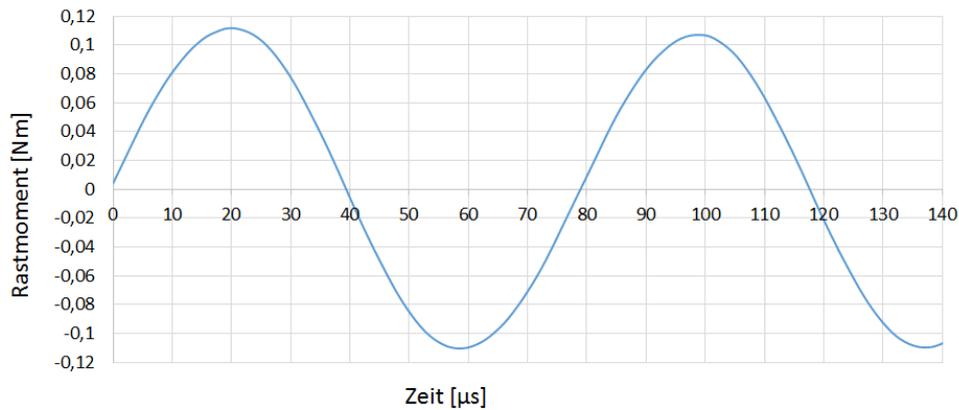


Abbildung 6.11: Verlauf des Rastmomentes im Leerlauf

## 6.7 Drehmoment

Das gesamte Drehmoment entsteht im Luftspalt zwischen Stator und Rotor aus der Überlagerung von vier Effekten, vgl. [Sch14]. Diese sind

- Drehmoment aus radialer Magnetfluss- und azimuthaler Statorstromflusskomponente
- Drehmoment aus azimuthaler Magnetfluss- und radialer Statorstromflusskomponente
- Reluktanzmoment
- Rastmoment

Aufgrund der Sternschaltung kann sich kein Nullsystem ausbilden und daher entsteht im Gegensatz zur Dreieckschaltung keine weitere Drehmomentkomponente.

Das Rastmoment wurde im Kapitel 6.6 ausführlich diskutiert und ist immer dem gewünschten Drehmoment entgegengesetzt orientiert. Es wirkt daher bremsend, ist aber vernachlässigbar klein.

Das Reluktanzmoment ergibt sich aufgrund einer unterschiedlichen Induktivität in d- und q-Richtung. Je größer die Differenz der beiden Induktivitäten  $l_d - l_q$

ist, desto stärker ist das erzeugte Drehmoment. Bei einer normalachsigen Maschine ist  $(l_d - l_q) > 0$ , es kann mit einem positivem d-Strom ein positives Moment erzeugt werden. Bei einer inversachsigen Maschine ist  $(l_d - l_q) < 0$  und somit erzeugt ein negativer d-Strom ein zusätzliches positives Reluktanzmoment. Dieser Effekt tritt z.B. bei Rotorkonzepten mit vergrabenen Magneten auf und kann mit entsprechenden Regelkonzepten (z.B. MTPA - maximum torque per ampere) genutzt werden. Je höher der Unterschied der beiden Induktivitäten, desto stärker der entsprechende Drehmomentanteil.

Bei Oberflächenmagneten und im Speziellen auch beim Halbach-Array ist die gesamte Oberfläche von Magneten besetzt, welche eine relative Permeabilität  $\mu_r$  nahe 1 besitzen und somit wie Luft wirken. Das hochpermeable Rotorblech hat eine vergleichsweise große Distanz zum Stator und eine fast kreisrunde Oberfläche. Somit beeinflusst der Rotor im Gegensatz zu vergrabenen Magneten die Induktivität der beiden Richtungen kaum und der Effekt ist daher vernachlässigbar klein. Einzig bei höheren Strömen kommt es zu einer unterschiedlichen Sättigung des Eisens in d- und q-Richtung und somit auch bei Oberflächenmagneten zu verschiedenen d- und q-Induktivitäten. Dies ist jedoch für diese Arbeit nicht relevant und wird somit auch nicht genutzt.

Das Hauptdrehmoment entsteht bekannterweise aus dem Zusammenspiel von dem Verkettungsfluss  $\Psi_{Md}$ , der von den Permanentmagneten erregt wird, sowie dem Statorstrom  $i_{sq}$ . Für ein maximales Drehmoment wird aufgrund der vernachlässigbaren Reluktanz ein reiner q-Strom eingepreßt.

Die Simulation ergibt bei einem Strangstrom von  $I_S = 127\text{ A}$  ein durchschnittliches Drehmoment von  $M_e = 29.2\text{ Nm}$ . Berechnet man dieselbe Motorkonfiguration, aber mit einem idealen, nicht sättigenden Eisenkern, so ergibt sich  $M_{e,ideal} = 30.2\text{ Nm}$ . Dieser Rückgang des Drehmomentes von 3.3 % ist bedingt aufgrund der magnetischen Sättigung des Statorpakets, welche in der analytischen Simulation nicht berücksichtigt wurde.

Eine Erhöhung des Strangstromes auf  $I_S = 131\text{ A}$  führt nun zum gewünschten Drehmoment von  $M_e = 30\text{ Nm}$ . Das Drehmoment schwankt mit dem Maximalwert von 30.43 Nm und dem minimalen Wert von 29.53 Nm um den Durchschnitts-

wert  $M_e$ . Der entstehende Drehmomentrippel ist 0.9 Nm und somit 1.5 % vom Nennmoment.

## 6.8 Stranginduktivität

Die Stranginduktivität der Maschine ist ein wichtiger Kennwert, der das Betriebsverhalten des Motors entscheidend beeinflusst. Aufgrund der Sättigung des Eisenkerns ist die Induktivität und somit der Zusammenhang zwischen Verkettungsfluss und Strom nicht konstant sondern eine Funktion des Stromes:

$$\Psi(I) = L(I) \cdot I,$$

wobei die differentielle Induktivität

$$L_{dif} = \left. \frac{d\Psi(I)}{dI} \right|_{\Psi_0, I_0}$$

im aktuellen Arbeitspunkt  $(\Psi_0, I_0)$  und somit die Steigung der Kurve bei höherer Sättigung stetig abnimmt und die Kurve mit höherem Strom abflacht.

Die Scheininduktivität (*apparent inductance*) ist definiert als

$$L_{app} = \frac{\Psi_0}{I_0}.$$

Bei linearem Material sind beide Induktivitäten identisch.

Bei der Berechnung der Induktivitäten wird zuerst eine nichtlineare Simulation durchgeführt und die Permeabilität jedes einzelnen Meshelementes bestimmt und festgehalten (*frozen permeability*). Um diesen Arbeitspunkt erfolgt eine Linearisierung der Berechnung und die Scheininduktivität kann bestimmt werden.

Die Selbst- und Gegeninduktivitäten berechnen sich aus der Simulation aufgrund der Symmetrien zu

$$L_{u,u} = L_{v,v} = L_{w,w} = 117 \mu\text{H}$$

bzw.

$$M_{u,v} = M_{v,u} = M_{v,w} = M_{w,v} = M_{w,u} = M_{u,w} = -11 \mu\text{H}.$$

Da die Wicklungsstränge in Stern geschaltet sind gilt für die Ströme aufgrund der Knotenregel  $i_u + i_v + i_w = 0$  bzw.  $i_v + i_w = -i_u$ . Für den Verkettungsfluss im Strang U gilt mit der Hauptstranginduktivität  $L_u$ :

$$\Psi_u = L_u i_u = L_{u,u} i_u + M_{u,v} i_v + M_{u,w} i_w = L_{u,u} i_u + M_{u,v} (i_v + i_w).$$

Dies vereinfacht sich zu

$$L_u i_u = L_{u,u} i_u - M_{u,v} i_u.$$

Die Hauptstranginduktivität berechnet sich somit zu

$$L_u = L_{u,u} - M_{u,v} = 117 \mu\text{H} + 11 \mu\text{H} = 128 \mu\text{H}.$$

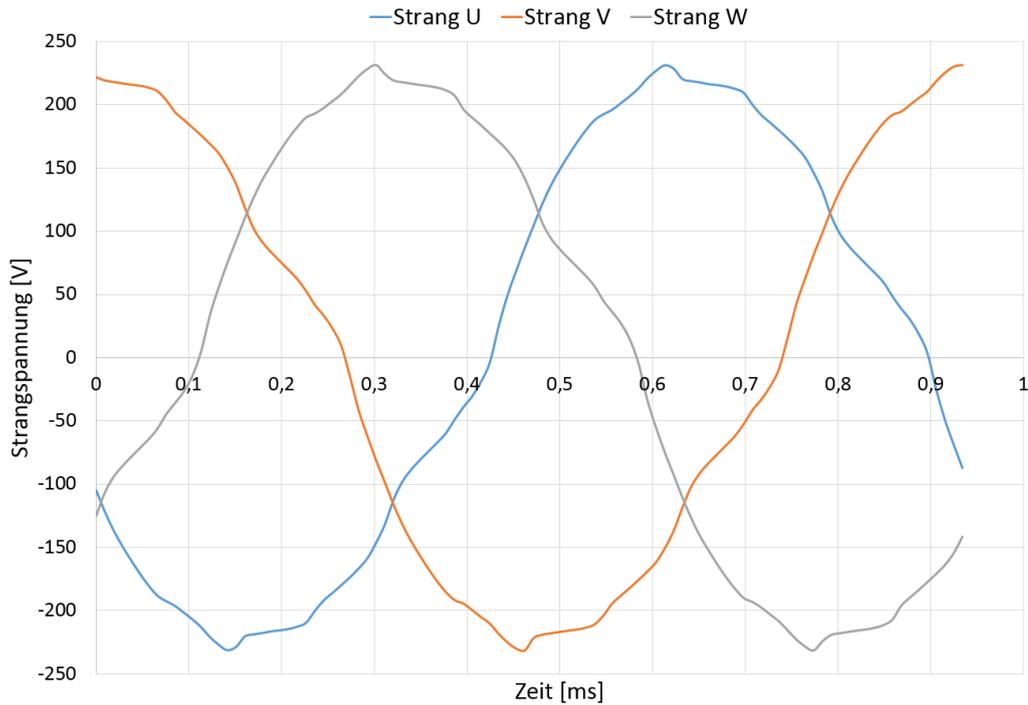
## 6.9 Induzierte Spannung bei Nennbetrieb

Die Strangspannung bei Nennbetrieb ist aufgrund von Sättigungseffekten im Eisenblech (v.a. im Bereich der Zahnköpfe) verzerrt und weicht somit vom praktisch idealen Sinusverlauf des Leerlaufs ab. Der Verkettungsfluss induziert die Spannung in der Wicklung und der sich ausbildende Strom ist von der Verschaltung abhängig. Die Sternschaltung verhindert das Ausbilden von Strömen von Vielfachen der 3. Ordnung der Oberschwingungen, da diese dieselbe Phasenlage aufweisen und sich daher gegenseitig aufheben.

Bei Nennmoment und Nenndrehzahl ergibt sich der Spannungsverlauf aus Abbildung 6.12. Dessen Fourierkoeffizienten sind in Tabelle 6.2 aufgelistet.

Die Strangspannung unter Vollast ist aufgrund des Spannungsabfalls des Stromes an der Stranginduktivität größer als im Leerlauf und ergibt sich zu  $U_S = \hat{u}_S / \sqrt{2} = 228 \text{ V} / \sqrt{2} = 161 \text{ V}$ . Somit berechnet sich die Außenleiterspannung und somit Nennspannung des Motors zu

$$U_N = \sqrt{3} \cdot U_S = \sqrt{3} \cdot 161 \text{ V} = 279 \text{ V} \quad \Rightarrow \quad U_N = 280 \text{ V}.$$



**Abbildung 6.12:** Verlauf der Strangspannungen bei Nennbetrieb

$\nu$	1	3	5	7	9	11	13	15	17
$\hat{u}_{S,\nu}$	227.8 V	12.1 V	8.5 V	7.2 V	1.7 V	2.6 V	2.7 V	0.8 V	1.4 V
% von $\hat{u}_{S,1}$		5.3	3.7	3.2	0.7	1.1	1.2	0.3	0.6

**Tabelle 6.2:** Fourierkoeffizienten der Strangspannungen bei Nennbetrieb

$$\hat{u}_N = \sqrt{2} \cdot U_N = \sqrt{2} \cdot 280 \text{ V} = 396 \text{ V}.$$

Bei voller Akkupackspannung  $U_{max} = 437 \text{ V}$  und vollem Drehmoment kann vom Motor also eine Drehzahl von

$$n_{max} = 437/396 \cdot 12720 \text{ min}^{-1} = 14037 \text{ min}^{-1} \Rightarrow n_{max} = 14000 \text{ min}^{-1}$$

erreicht werden.

Die Simulation ergibt bei Nennmoment und Nenndrehzahl eine Phasenverschiebung der Grundschiwingung des Stromes zur Spannung von  $\varphi = 24.7^\circ$ . Der Leistungsfaktor berechnet sich somit zu

$$\cos \varphi = \cos(24.7^\circ) = 0.908.$$

Die Scheinleistung berechnet sich aus den Strangspannungen und -strömen zu

$$S = 3/2 \cdot \hat{u}_S \cdot \hat{i}_S = 3/2 \cdot 228 \text{ V} \cdot 131 \text{ A} = 44.8 \text{ kVA}.$$

## 6.10 Wirbelstromverluste in den Magneten

Die Oberflächenmagnete sind dem magnetischen Drehfeld im Luftspalt direkt ausgesetzt und es bilden sich Wirbelströme im Magnetmaterial aus. Diese erwärmen den Rotor im Betrieb und können diesen beschädigen, wenn der lokale Arbeitspunkt in den Knickbereich der Arbeitskennlinie des Magneten kommt. Um dies zu verhindern, müssen die Wirbelstromverluste verringert werden, indem das Magnetmaterial, ähnlich wie beim Eisenpaket, segmentiert wird.

Je stärker die Segmentierung, desto geringer sind die Verluste. Jedoch muss auch beachtet werden, dass mit jedem Segmentierungsschritt Magnetmaterial wegfällt und dadurch die effektive Magnetlänge geringer wird. Außerdem sinken die Verluste bei höherer Segmentierung nicht proportional ab. Es soll somit ein Wert für eine sinnvolle Segmentierung gefunden werden, bei dem die Verluste mit einem vertretbaren fertigungstechnischen Aufwand auf einen niedrigen Wert reduziert werden können, bei dem ein unkritischer Betrieb des Motors im Renneinsatz möglich ist.

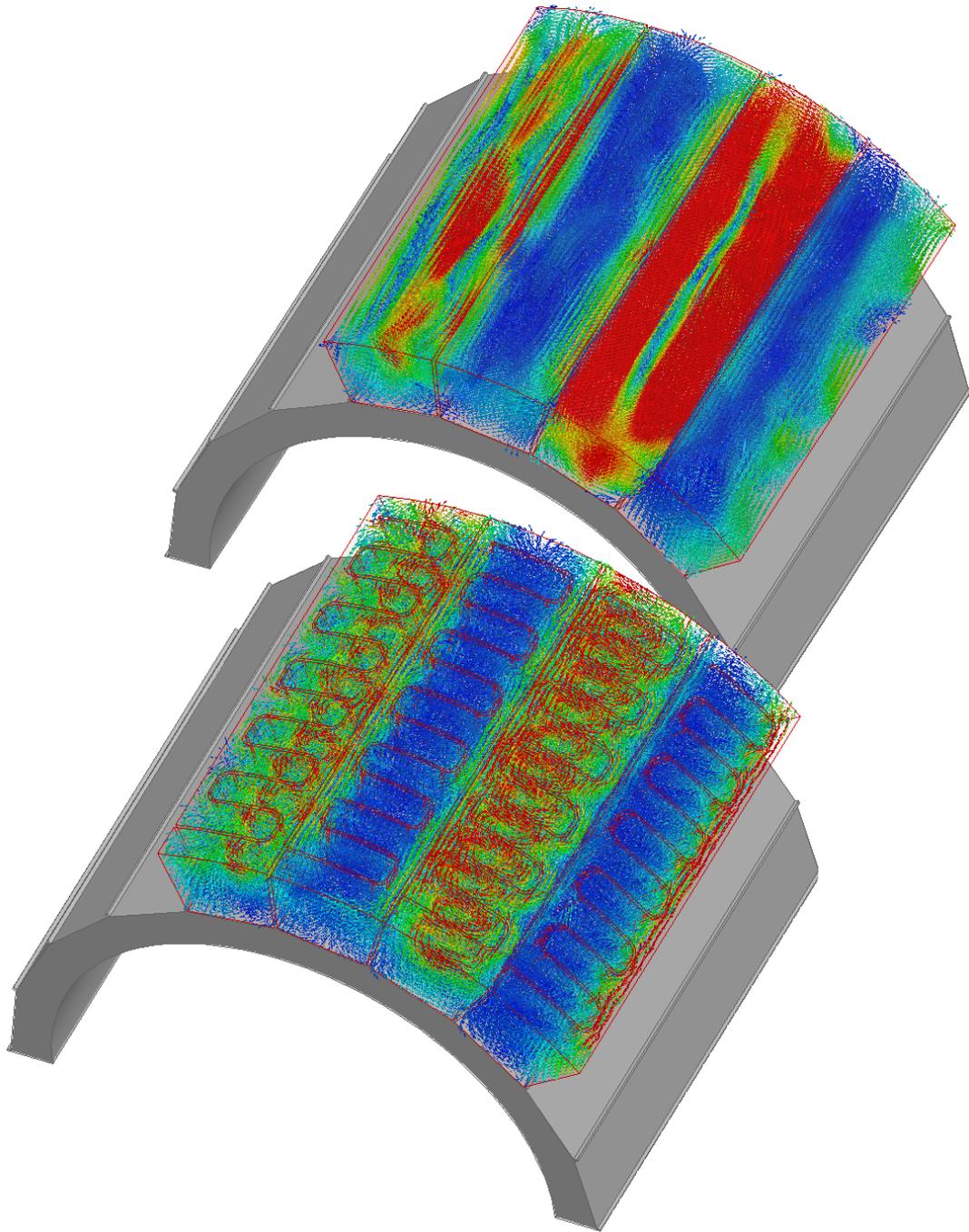
Zur Simulation der Wirbelstromverluste ist eine 3D-Simulation notwendig, um die Ausbildung der Ströme in den Magneten bei der mäanderförmigen Segmentierung berechnen zu können. Mit analytischen Methoden ist dies aufgrund der 3D-Konturen nicht möglich. Es wird ein Viertelmodell der Maschine aufgesetzt, welches auch die Wickelköpfe und deren Einfluss berücksichtigt. Das Modell

wird mit der halben Länge und dem halben Umfang der Originalmaschine gezeichnet. Letzteres ist aufgrund der antisymmetrischen Eigenschaft der Wicklung möglich, die mit einer Master/Slave-Bedingung und der Relation  $H_s = -H_m$  im Programm definiert wird. In den *Design Settings* des Programms wird dazu der *Symmetry Multiplier* auf 4 gesetzt, damit man in den Ergebnisplots die richtigen Werte der vollständigen Maschine zu sehen bekommt.

Verschiedene Varianten der mäanderbahnförmigen Segmentierung wurden untersucht und miteinander verglichen wie z.B. Schlitze in axialer sowie tangentialer Richtung und Kombinationen aus diesen. Die besten Ergebnisse erzielte die in der unteren Grafik in Abbildung 6.13 gezeigte Version. Vier Magnetstücke des 1/4-Modells, die alle vier verschiedenen Magnetisierungsrichtungen repräsentieren, sind abgebildet und die Wirbelströme als Vektoren der lokalen Stromdichte angezeigt. Als Vergleich der Wirksamkeit der Segmentierung sind in dieser Abbildung ebenfalls die unsegmentierten Magnete dargestellt. Man kann deutlich erkennen, dass sich statt eines großen Wirbels über die gesamte Länge des Magneten sich nun nur noch viele lokale, kleinere Wirbel mit niedrigerer Stromdichte in den einzelnen Segmentierungsbereichen ausbilden können.

Die Magnete sind in der Motorlänge einmal geteilt, sodass pro Halbpol zwei Magnetstücke eingesetzt werden. Somit werden für einen Motor insgesamt 40 Stück benötigt. Ein Magnet hat 12 Schnitte und daher 13 Bereiche, wobei jeder Bereich 2.7 mm breit ist. Die Schnittbreite ist fertigungsbedingt mit 0.2 mm vorgegeben, welcher der Drahtstärke der Erodiermaschine entspricht.

In Tabelle 6.3 sind die Ergebnisse der Simulation dargestellt. Die Berechnungen wurden jeweils bei Nenndrehmoment und bei verschiedenen Motordrehzahlen bis zur Nenndrehzahl durchgeführt. Zusätzlich sind auch die dazugehörigen Fahrzeuggeschwindigkeiten angeführt. Durch die Segmentierung konnten die Verluste um über 80 % reduziert werden. Da sich das Fahrzeug während eines Rennens jeweils nur kurz in den jeweiligen Betriebsbereichen befindet, wurde auch der Wert bei der Durchschnittsgeschwindigkeit von 60 km/h angeführt.



**Abbildung 6.13:** Vergleich der Wirbelströme von vier Magneten des 1/4-Modells mit und ohne Magnetsegmentierung

Fahrzeuggeschwindigkeit [km/h]	Motordrehzahl [ $\text{min}^{-1}$ ]	Verluste unsegmentiert [W]	Verluste segmentiert [W]	Reduktion der Verluste
91	12720	312	73	-77 %
72	10000	249	45	-82 %
60	8300	198	35	-82 %
58	8000	174	24	-86 %
43	6000	100	18	-82 %
29	4000	42	9	-79 %
14	2000	13	2.6	-80 %

**Tabelle 6.3:** Wirbelstromverluste der segmentierten sowie unsegmentierten Magnete bei vollem Drehmoment und bei verschiedenen Drehzahlen bzw. Fahrzeuggeschwindigkeiten

## 6.11 Zusammenfassung der Motorparameter

Zusammengefasst kann nun folgende Tabelle mit den relevanten Maschinenparametern erstellt werden:

Nennspannung	$U_N$	280 V
Nennstrom	$I_N$	92 A
Nenndrehzahl	$n_N$	$12\,720 \text{ min}^{-1}$
Nenndrehmoment	$M_N$	30 Nm
Spitzenleistung	$P_{max}$	40 kW
Maximale Drehzahl	$n_{max}$	$14\,000 \text{ min}^{-1}$
Maximale Spannung	$U_{max}$	437 V
Leistungsfaktor	$\cos \varphi$	0.908

**Tabelle 6.4:** Zusammenfassung der wichtigsten Motorparameter

# 7 Aufbau

In diesem Kapitel werden Aufbau und Fertigung der einzelnen Komponenten der Maschine beschrieben. Dazu gehören der Stator bestehend aus Blechpaket und Wicklung, der Rotor mit dem Magnetpaket sowie der Positionsmessung und den mechanischen Komponenten, welche die elektromagnetisch aktiven Komponenten in Position halten sowie eine Anbindung zum Getriebe herstellen. Die zugehörigen Datenblätter und technischen Zeichnungen finden sich im Anhang.

## 7.1 Statorblechpaket

Das Statorblechpaket ist nach der technischen Zeichnung A.1 im Anhang von der Firma *LCD-Lasercut* mit dem 0.2 mm dicken Elektroblech *Vacodur 49 magnetisch optimal* der Firma *Vacuumschmelze* gefertigt worden. Die einzelnen, einseitig bereits mit isolierendem Backlack beschichteten Bleche wurden mittels Laserschnitttechnik aus dem Blech geschnitten und mithilfe eines speziell angefertigten Werkzeuges positioniert und gemeinsam Verbacken. Beim Schneiden muss speziell darauf geachtet werden, dass die magnetischen Eigenschaften des Materials nicht zerstört werden. Das gelieferte Blechpaket war fertig nachbearbeitet und konnte direkt bewickelt werden.

## 7.2 Wicklung

Die Wicklung ist in Zusammenarbeit mit der Firma *Egston* gefertigt worden. Es wurde lackisolierter Kupferdraht der Type *P180* mit einem Durchmesser von 0.3 mm verwendet. Dieser ist für Automotive Spulen spezifiziert und besitzt eine hohe Temperaturfestigkeit von 192 °C bei 20000 Betriebsstunden. Für 500 Stun-

den, die für die konstruierten Maschinen in einer Rennsaison kaum erreicht werden können, liegt die maximale Temperatur bei 225 °C.

Für einen Leiter wurden 53 Einzeldrähte (siehe Abschnitt 5.2.1) nebeneinander gelegt und locker miteinander verdreht, sodass eine leichte Verseilung entsteht und die Litzen nicht wild auseinanderfallen. Mithilfe einer einfachen Vorrichtung wurde der Stator fixiert und die Nuten mit Nomex-Isolierpapier ausgekleidet. Dieses dient als zusätzliche Isolation und stellt auch einen mechanischen Schutz her, um die Lackisolation des Drahtes beim Einbau und im Betrieb nicht durch scharfe Kanten am Stator zu beschädigen. Entsprechend dem Wickelschema von Abbildung 4.4 wurden anschließend jeweils acht Windungen um einen Zahn gewickelt und mit einem vorgefertigten Nutkeil die Nut verschlossen. Erst durch diesen Keil konnte das gesamte Kupfer in die Nut getrieben werden, da ein Teil der aufgebauchten Litzen trotz des permanent starken Zuges während des Wickelvorganges aus der Nut heraussagten. Es wurden jeweils die beiden nebeneinanderliegenden Zähne mit einem durchgehenden Leiter bewickelt, um die Anzahl an Verbindungsstellen niedrig zu halten. Die zum selben Strang gehörenden, gegenüberliegenden Spulen wurden im Anschluss mit einem Spleiß elektrisch miteinander verbunden. Auch für den Sternpunkt wurden alle drei Enden der Stränge gemeinsam gespleißt, wobei zusätzlich ein dünner Draht hinzugefügt und mit den drei Speiseleitungen aus der Maschine herausgeführt wurde. Dies ist für die Prüfstandtests von Interesse, um direkt die einzelnen Strangspannungen messen zu können.

Im Anschluss wurde der Wickelkopf mit den Spulenverbindungsleitungen, dem Sternpunkt sowie den Anschlussleitungen mit einem Wickelkopf Bandagenband zu einer kompakten Form abgebunden und drei PT1000 Temperatursensoren eingeklebt. Diese messen die Stator-, Wickelkopf- sowie Spulentemperatur. Das fertig bewickelte Statorblech ist im Anschluss mit Harz getränkt worden, um eine bessere Wärmeabfuhr aus den einzelnen Litzen in das Statorblech zu gewährleisten sowie eine mechanische Fixierung der Wicklung herzustellen, damit diese im Betrieb nicht durch z.B. Vibrationen beschädigt wird. Dazu wurde das Harz in jede Nut des vorgeheizten Stators eingeträufelt und dieser anschließend unter Temperatur vier Stunden ausgehärtet.

In Abbildung 7.1 ist der fertig gewickelte, noch nicht getränkte Stator zu sehen. Die Leiter im roten Schrumpfschlauch sind die die Spulenverbindungen sowie die Leiter zum Sternpunkt (rechts unten), von dem ein einzelner Draht zu den Anschlussleitungen (oben) führt. Die nach außen führenden Leiter sind zusätzlich mit Kapton-Isolierband umwickelt.



**Abbildung 7.1:** Stator inkl. Wicklung vor dem Tränken mit Harz

## 7.3 Rotor

Die gesamten sich im Betrieb drehenden Teile gehören zum Rotor. Dabei ist darauf geachtet worden, dass die Masse gering gehalten wird, um in weiterer Folge ein geringes Massenträgheitsmoment und daher eine hohe Dynamik der Maschine zu erhalten.

### 7.3.1 Rotorblechpaket

Das Blechpaket für den Rotor ist aus 0.35 mm dicken Elektroblech des Typs *M250-35A* von der Firma *LCD-Lasercut* gefertigt worden. Der Rotor ist wie der Stator aus lasergeschnittenen Blechen gemeinsam verpresst und verbacken worden. Die technische Zeichnung A.2 im Anhang zeigt den Aufbau. Die Innenseite hat eine Passung, da das fertige Rotorblechpaket auf die Rotorwelle gepresst und mit einem Welle-Nabe-Kleber verbunden wird. Auf der Außenseite sind kleine Stege zur exakten Positionierung der Magnetteile angebracht.

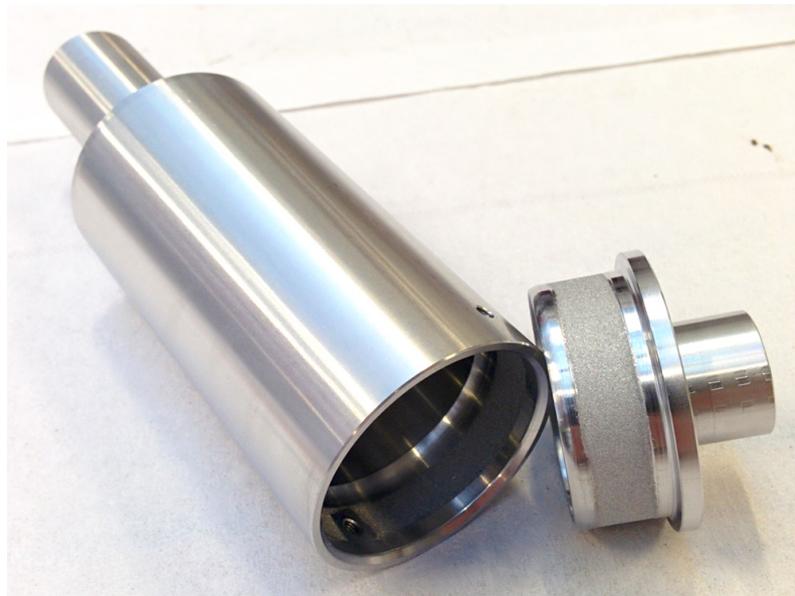
### 7.3.2 Rotormagnetpaket

Die NdFeB-Magnete sind von der Firma *Bomatec* gefertigt worden. Die technischen Zeichnungen der Grundform der Nord-Süd-Magnete sowie der Quer-Magnete sind im Anhang A.3 bzw. A.4 zu finden. Die Magnetisierungsrichtung muss im Vorhinein bekannt sein, damit die Magnete während des Verpressens ausgerichtet werden können und eine Vorzugsrichtung entsteht. Die Grundform ist trapezförmig, da dies einfacher zu fertigen ist und man nur dann eine exakt runde Oberfläche erhält, wenn man den Rotor im fertig verklebten Zustand rundschleift. In die Magnete ist nach dem Schneiden die mäanderförmige Kurvenbahn als Segmentierungsmethode erodiert worden. Danach wurden die Magnete aufmagnetisiert, die Klebeflächen sandgestrahlt und mit einer isolierenden Zwischenschicht auf das Rotorblechpaket aufgeklebt.

### 7.3.3 Rotorwelle

Die Rotorwelle nimmt das Drehmoment vom Rotorblechpaket auf und leitet es ans Getriebe weiter. An einem Ende sitzt dazu eine Passverzahnung, auf die das erste Getriebezahnrad gesteckt wird. Am anderen Ende befindet sich der Lagegeber zur Positionsmessung. Über Kugellager wird die Rotorwelle im Gehäuse drehbar gelagert.

Um Masse zu sparen, wurde die Welle aus zwei Teilen gefertigt, die innen ausgehöhlt sind, siehe Abbildung 7.2. Als Material wurde eine mit Siliziumpartikeln verstärkte Aluminiumlegierung des Typs *AMC225XE* von der Firma *Materion* verwendet (Datenblatt im Anhang B.1). Dieses High-Tech Material besteht aus 25 % Silizium und besitzt ein um 50 % höheres Elastizitätsmodul-Masse-Verhältnis als Titan oder Stahl. Der hohe Anteil an Silizium macht das Material jedoch sehr abrasiv in der Fertigung, sodass es nur mit diamantbeschichteten Werkzeugen bearbeitet werden kann.



**Abbildung 7.2:** Beide Teile der Rotorwelle

Beide Teile sind anschließend mit dem hochfesten und temperaturbeständigen Strukturkleber *Loctite Hysol 9514* miteinander verbunden worden. Um eine sorg-

fältige und gleichmäßige Klebung zu erreichen, wurde eine spezielle Vakuuminfusionstechnologie eingesetzt. Dazu wurde ein Klebespalt zwischen beiden Teilen vorgesehen und der Kleber durch ein Loch eingepresst und durch ein zweites Loch auf der gegenüberliegenden Seite mittels Vakuum abgesaugt. Somit kann garantiert werden, dass sich der Klebstoff gleichmäßig im Klebespalt verteilt und es zu keinen Lufteinschlüssen kommt. Die Klebeflächen sind vor dem Verkleben sandgestrahlt worden, um die Oxidschicht des Aluminiums zu entfernen. Dies erhöht die Festigkeit des Klebers. Anschließend wurde die Welle bei 150 °C eine Stunde lang ausgehärtet.

Die beiden Wellenrohlinge sind mit einem Übermaß gefertigt worden. Erst nach dem Verkleben ist die Welle auf das richtige Maß gedreht sowie die Passverzahnung gefertigt worden. Somit wurde sichergestellt, dass die Welle koaxial läuft und keine Unwucht aufweist. Die technische Zeichnung der Rotorwelle ist im Anhang A.5 zu sehen.

Um keine lokalen Spannungen durch Ecken im Material zu erzeugen, ist in der Rotorwelle keine Lagerschulter vorgesehen. Stattdessen sind für jede Seite der Welle Abstandhalter aus Aluminium nach A.6 gefertigt worden, welche vor dem Aufpressen der Lager auf die Rotorwelle aufgebracht werden.

Am getriebeseitigen Ende der innen hohlen Welle wird vor dem Einbau in das Getriebe eine Kappe, wie in A.7 gezeichnet, eingepresst. Dies ist notwendig um die Welle zu verschließen, da sonst Getriebeöl in das Innere fließen kann.

### **7.3.4 Wuchtscheiben**

Um den gesamten Rotor wuchten zu können, sind auf beiden Enden des Magnetpaketes Wuchtscheiben angebracht, in die durch das Bohren von Löchern Material und somit Masse weggenommen werden kann. Dadurch kann man die Unwucht auf ein minimales Maß verringern und der stabile Betrieb bei einer hohen Drehzahl sichergestellt. Die Wuchtscheiben sind im Anhang unter A.9 zu finden.

### 7.3.5 Magnetbandage

Die beiden Wuchtscheiben und das Magnetpaket wurden auf die Rotorwelle auf-  
gepresst und mit dem hochfesten Welle-Nabe-Kleber *Loctite 648* verklebt. Danach  
könnte der Rotor auf das exakte Konstruktionsmaß rundgeschliffen werden, wie  
in Abbildung 7.3 zu sehen ist. Durch die Rillen in der Wuchtscheibe wurde der  
mit Harz getränkte Aramidfaden aufgewickelt und danach Lage für Lage unter  
Zug über die Länge des Magnetpaketes gewickelt, bis die gewünschte Dicke er-  
reicht wurde. Nach dem Aushärten des Harzes wurde über die gesamte Bandage  
noch einmal rundgeschliffen, um überschüssiges Harz zu entfernen und den ge-  
wünschten Außendurchmesser zu erreichen.



**Abbildung 7.3:** Rundgeschliffener Rotor vor dem Bandagieren (©Bomatec)

### 7.3.6 Positionsmessung

Zur Positionsmessung wird ein Resolver von der Firma *Tamagawa* mit der Typbezeichnung *TS2610N171E64* eingesetzt (Datenblatt im Anhang B.3). Dieser ist sehr robust bei kleinen Außenabmessungen sowie geringer Masse und kann daher gut in ein kompaktes Packaging der Maschine integriert werden. Der Resolverrotor wird auf eine Resolverwelle (technische Zeichnung im Anhang A.8) aufgepresst, welche wiederum nach dem Zusammenbau von Rotor und Stator in das hintere Ende der Rotorwelle eingepresst wird.

Der Resolverstator wird in das mittlere Loch des Lagerschildes eingesetzt und mit einer Befestigungsplatte aus Carbon angeschraubt. Die Anschlussleitungen des Resolvers werden gemeinsam mit den Temperatursensoren aus dem Motor herausgeführt.

## 7.4 Motorgehäuse

Das Gehäuse dient als Verbindungselement aller Motorkomponenten und besitzt auch die spiralförmigen Kühlbahnen, um die Verlustwärme abführen zu können. Zum exakten Ausrichten des Motors an das Getriebe ist an der Öffnung der Motorwelle eine kreisrunde Passfläche vorgesehen, und mit fünf Verschraubungspunkten wird die Maschine mechanisch am Getriebe fixiert. Da ein Aluminiumgewinde zu weich ist und sich bei mehrmaligem Ein- und Ausbau abnutzen würde, werden dort Gewindebuchsen aus Stahl eingesetzt.

Im Inneren des Gehäuses ist eine weitere Passfläche vorgesehen, mit der der Stator konzentrisch positioniert werden kann und auch mechanisch durch einen Presssitz und zusätzlicher Welle-Nabe-Verklebung mit dem Gehäuse verbunden wird. Beim Zusammenbau beider Komponenten wird das Gehäuse auf 150 °C aufgewärmt und der mit dem Kleber versehene Stator kann leicht eingefügt werden. Beim anschließenden Ausgleichen des Temperaturunterschiedes verbinden sich beide Komponenten mechanisch miteinander.

Das Gehäuse ist in zwei Schritten von verschiedenen Firmen gefertigt worden. Der in A.10 gezeichnete Rohling ist ein reines Drehteil und wurde von der Firma *Ehrlich & Co* gedreht. Im zweiten Schritt erfolgte die Bearbeitung der Außenflächen wie der Kühlbahnen entsprechend der technischen Zeichnung von A.11, die als Drehfrästeil von der Firma *Brisker* gefertigt wurde. Als letzter Arbeitsschritt wurde das Gehäuse von der Firma *Prägler* schwarz eloxiert.

Um die Kühlbahnen zu verschließen, wird über das Gehäuse eine Abdeckung aus Carbon geschoben. Dieses wird auf beiden Enden des Motors mit O-Ringen abgedichtet. An den Ein- und Auslass sind entsprechende Anschlüsse vorgesehen, die mit dem *Wiggins*-Anschlussystem kompatibel sind und somit an das restliche Kühlsystem angeschlossen werden können.

#### **7.4.1 Lagerschild**

Das Lagerschild dient zum Verschließen des Motorgehäuses und verbindet dieses mit dem hintere Ende des Rotors. Weiters ist darauf der Resolverstator fixiert. Es besitzt Bohrungen zum Herausführen der Anschlussleitungen sowie der Temperatursensoren. Es ist ein weiteres Loch vorgesehen, wodurch der Infrarotsensor *INFKL-150* der Firma *Texense* (Datenblatt im Anhang B.2) die Temperatur des Rotors im Betrieb messen kann. Das Lagerschild wurde nach den Plänen A.12 von der Firma *Brisker* gefertigt.

Als Schutz des Resolvers und gegen Eindringen von Fremdkörpern in das Motorinnere ist über dem Lagerschild noch eine Abdeckung vorgesehen. Diese ist aus Carbon gefertigt und besitzt eine Befestigungsfläche für den Infrarotsensor. Weiters werden die Anschlussleitungen und die Sensorleitungen durch die Abdeckung herausgeführt, wobei die Öffnungen mit Kabeltüllen abgedichtet werden.

#### **7.4.2 Lagerung**

Die Rotorwelle wird auf zwei Seiten drehbar gelagert. Da resolverseitig aufgrund des längeren Hebelarms die Kraft auf das Lager geringer ist, ist dieses kleiner aus-

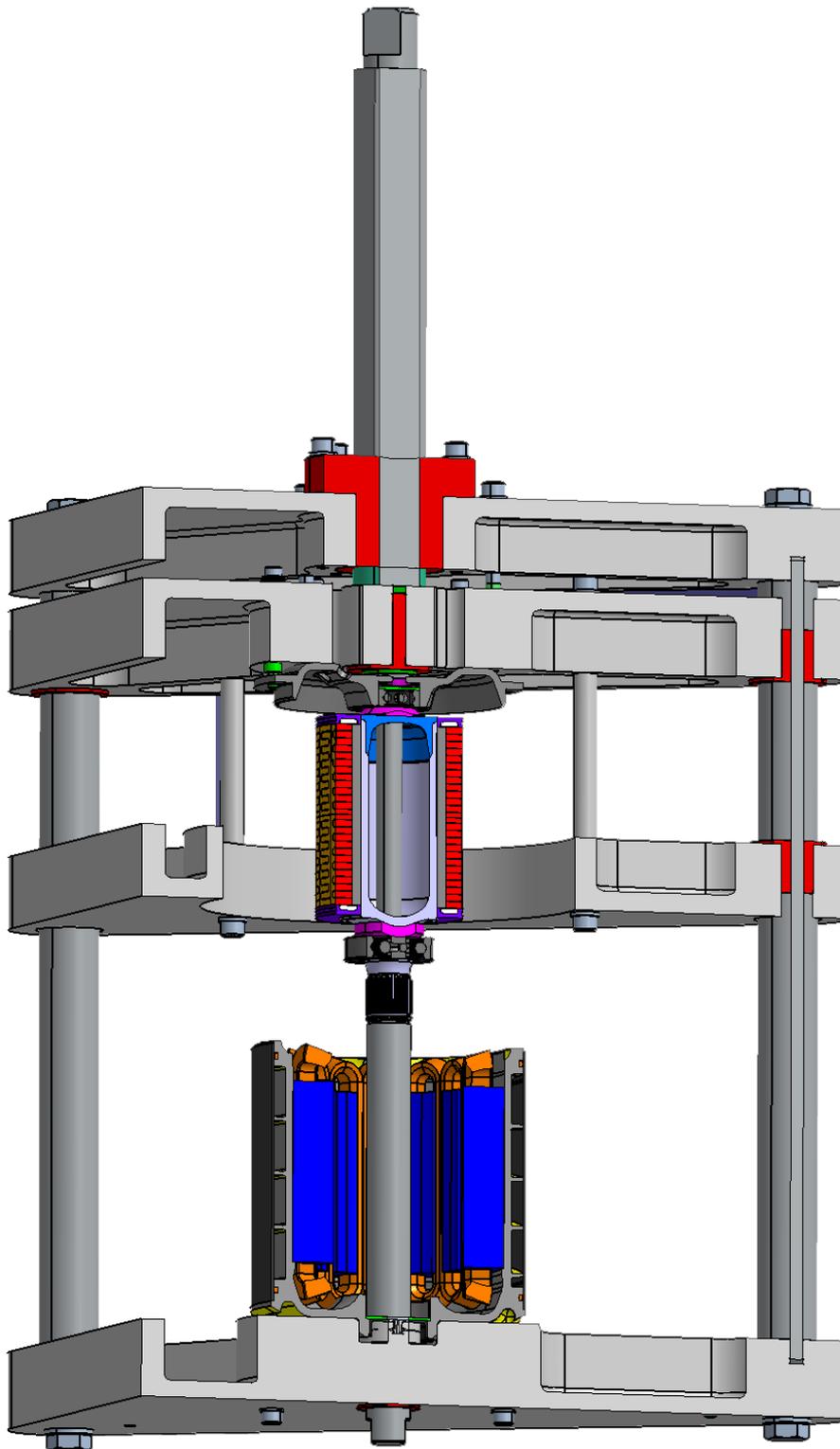
geführt als das getriebeseitige Lager. Es werden zweiseitig abgedichtete, dauergeschmierte Rillenkugellager des Typs 61904-2Z bzw. 61903-2Z verwendet. Diese können sowohl axiale als auch radiale Kräfte aufnehmen, sind sehr kompakt im Aufbau und besitzen hohe Betriebsdrehzahlen. Um die Lager nicht durch die entstehende axiale Kraft aufgrund der Temperatúrausdehnung der Welle zu beschädigen, ist das größere, getriebeseitige Lager als Festlager und das resolverseitige als Loslager ausgeführt. Bei letzterem ist zusätzlich eine Wellenfeder angebracht, um der losen Lagerung eine Gegenkraft zu bieten.

## 7.5 Montagevorrichtung

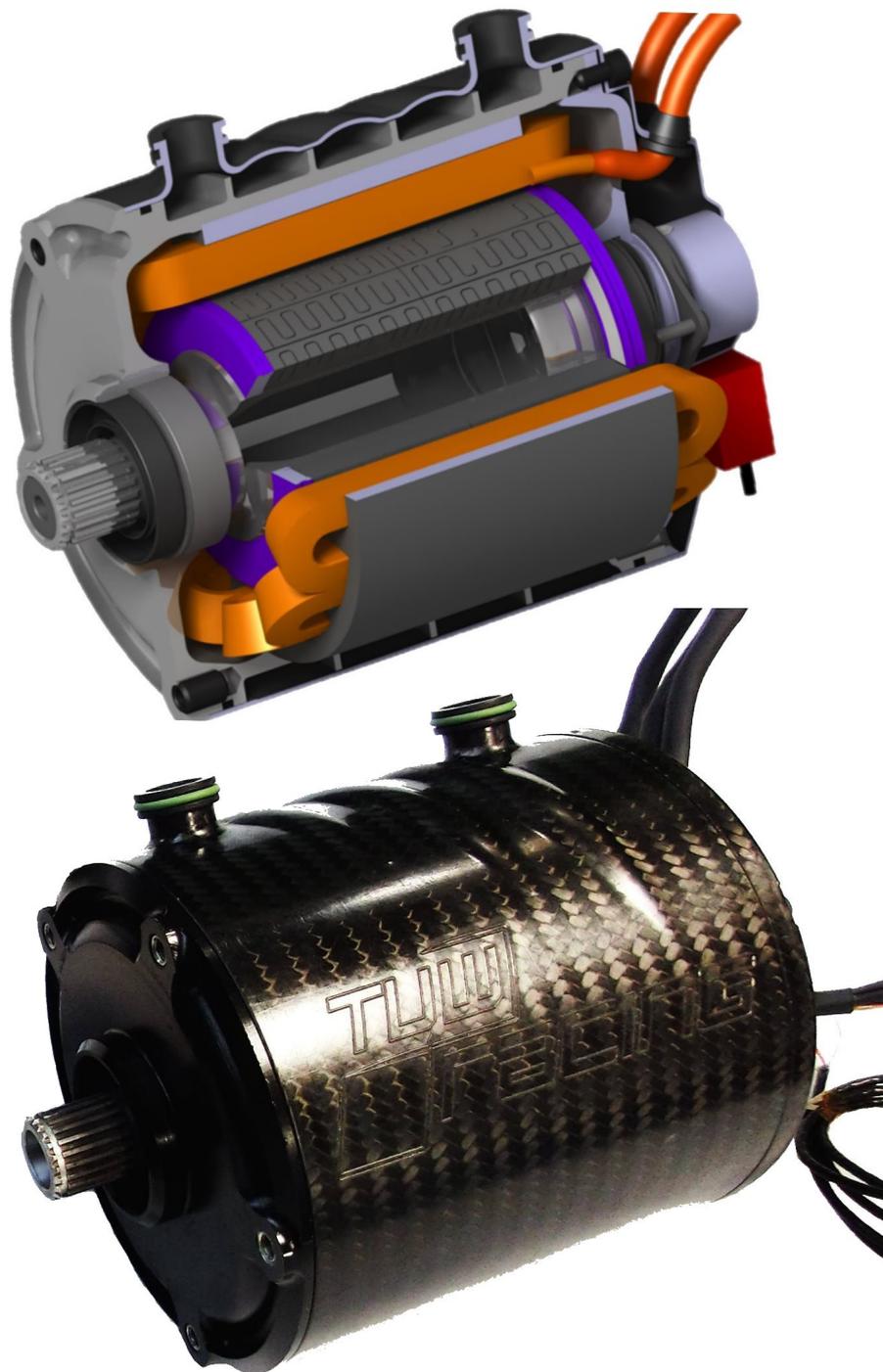
Aufgrund der starken magnetischen Kräfte ist es ohne spezielle Vorrichtungen nicht möglich, Rotor und Stator ohne Beschädigung zusammenzuführen. Die Fasern der Bandage würden bei einem mechanischen Kontakt brechen. Daher wurde eine spezielle Montagevorrichtung entwickelt und gefertigt, die den Rotor zum Stator während des Zusammenbaus konzentrisch positioniert. Die Konstruktion muss dabei stabil genug ausgeführt sein, da der reale Luftspalt bei nur 0.5 mm liegt und eine geringe Verbiegung ebenfalls zur Zerstörung des Rotors führen kann.

Ein Schnitt durch die Vorrichtung ist in Abbildung 7.4 zu sehen. Sie besteht aus vier dreieckigen Platten, wobei bei den beiden äußeren an den Ecken je eine Stange angeschraubt ist. An diesen können die beiden mittleren Platten, an denen der Rotor inklusive des Lagerschildes montiert ist, gleiten. Auf der unteren Platte ist das Motorgehäuse angebracht. Eine Welle führt durch den Rotor und der unteren Platte und positioniert die beiden Teile zueinander. Der obere Teil der Welle ist als Trapezgewindestange ausgeführt, sodass mittels einer Drehbewegung der Rotor langsam in den Stator eingeführt werden kann.

In Abbildung 7.5 sind ein Schnitt von einem CAD-Rendering der konstruierten Maschine mit dem inneren Aufbau und der Position der einzelnen Komponenten sowie ein Foto des betriebsfähigen Motors nach dem Zusammenbau zu sehen.



**Abbildung 7.4:** Schnitt durch die Montagevorrichtung



**Abbildung 7.5:** CAD-Schnitt und Foto des fertigen Motors

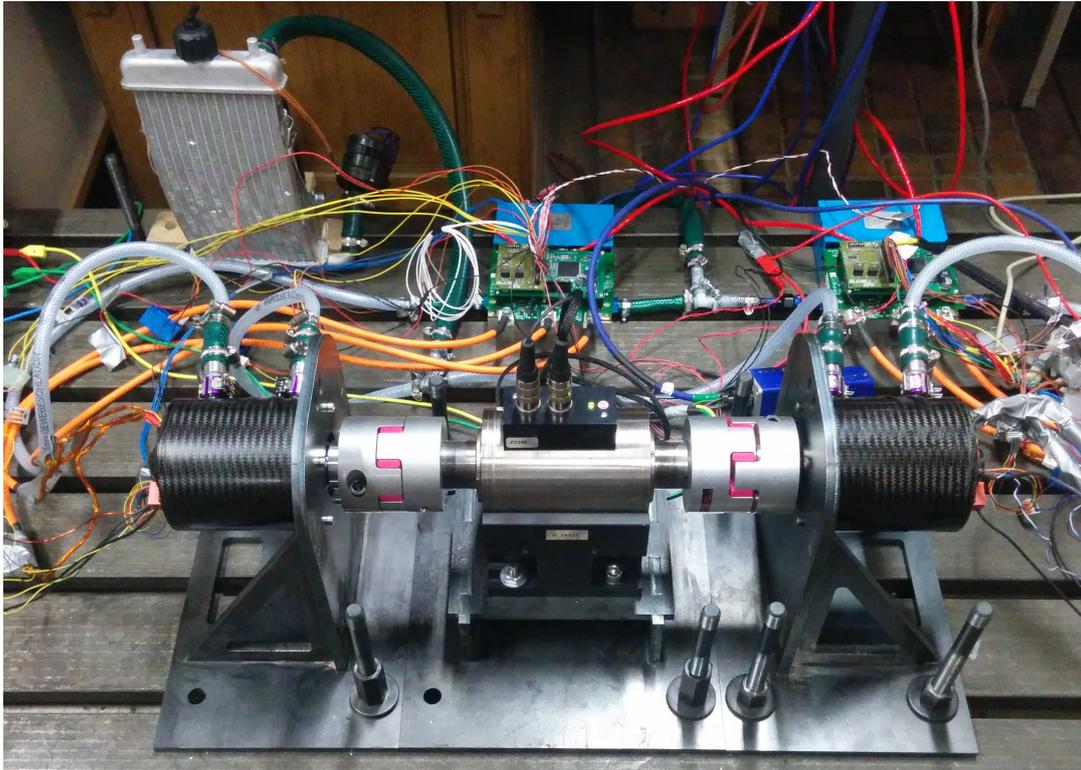
# 8 Messungen

Nach dem erfolgreichen Zusammenbau wurden die Maschinen am Prüfstand vermessen. Dieser wurde eigens für die konstruierten Maschinen gefertigt und aufgebaut. Der Prüfstand und die durchgeführten Messungen werden in den folgenden Kapiteln beschrieben.

## 8.1 Prüfstandsaufbau

Für die diversen Messungen an den Maschinen ist der Aufbau eines Prüfstandes erforderlich. Ziel war es, die beiden Maschinen gegeneinander betreiben zu lassen, sodass eine Maschine als Motor und eine andere als Generator betrieben wird und beide mit derselben Welle verbunden sind. Der Motor wird dabei drehzahl geregelt und die Lastmaschine drehmoment geregelt betrieben. Somit können verschiedene Lastprofile durchfahren werden.

Eine Montagevorrichtung aus lasergeschnittenen Stahlplatten wurde konstruiert und gefertigt, welche auf ein Maschinenbett montiert werden kann. An den Aufbau können zwei Maschinen sowie ein Drehmomentsensor angebracht werden. Die Vorrichtung ist modular gestaltet, sodass die einzelnen Komponenten auseinander geschoben und einzeln betrieben werden können. So können z.B. Leerlaufmessungen ohne zweite Maschine durchgeführt werden. Die Lastmaschine ist weiters durch eine Lochscheibe ersetzbar, mit der der Testmotor auf verschiedenen Positionen festgebremst werden kann. Motor und Drehmomentsensor sind jeweils mit steckbaren Elastomerkupplungen miteinander verbunden. Diese können die fertigungsbedingten Nichtkoaxialitäten der einzelnen Wellenabschnitte ausgleichen und somit die Lager entlasten.



**Abbildung 8.1:** Aufbau des Prüfstandes mit beiden Maschinen im Motor/Generator Betrieb

Das Kühlsystem wurde äquivalent wie im fertigen Fahrzeug aufgebaut. Lediglich wurden einfache Gartenschläuche anstatt der teuren Motorsport Gewebeschläuche verwendet. Als Wasserpumpe wurde die *Electric Booster Pump* von der Firma *Davies Craig* verwendet. Diese kann im Fahrzeug direkt vom Steuergerät gespeist werden bzw. wird am Prüfstand von einer 15 V Spannungsquelle versorgt. Die Pumpe hat eine Durchflussrate von 15 L/min bei einer Masse von 245 g und ist somit gut für den Einsatz im Rennwagen geeignet. An den Kühler ist noch ein Standard-Lüfter angebracht, um die Abwärme besser abführen zu können. Im Fahrzeug ist dies aufgrund des Fahrtwindes nicht notwendig.

Der verwendete Drehmomentsensor von der Firma *Kistler* hat die genaue Typbezeichnung *4503A50H0000000* der Baureihe *4503A*. Er besitzt einen eingebauten Drehzahlsensor und arbeitet nach dem DMS-Prinzip. Die verwendete Version

hat einen Messbereich bis 50 Nm und eine Drehzahl bis  $30000 \text{ min}^{-1}$ . Die Auswertung erfolgt über die serielle Schnittstelle, die an eine Messeinheit von ETAS angeschlossen ist. Diese wertet die Signale aus und leitet sie an den PC weiter, wo sie grafisch aufbereitet und ausgewertet werden können. Mit derselben Methode werden auch die verschiedenen Temperatursensoren ausgelesen und angezeigt.

Die zwei Wechselrichter sind an die Gleichspannungsversorgung des Maschinensaales angeschlossen. Um die Zwischenkreiskondensatoren vor- und entladen zu können, ist eine Box mit entsprechender Elektronik zwischengeschaltet. Diese enthält auch eine Sicherung zum Schutz vor Überlastungen.

Die beiden Wechselrichter werden über die serielle Schnittstelle des Computers gesteuert. Über ein Terminal wird eine Verbindung zur Kontrolleinheit hergestellt und über entsprechende Befehle kann ein Drehmoment bzw. eine Drehzahl vorgegeben werden.

## 8.2 Motormasse

Die einzelnen Massen der Komponenten wurden bereits, soweit dies möglich war, im CAD-Programm ausgerechnet und optimiert. Die gefertigten Teile stimmen mehrfach aufs Gramm genau mit den berechneten Massen überein. Bestimmte Massen, wie z.B. die gesamte Wicklung inkl. Vergussharz oder die Rotorbandage, konnten im Vorhinein nur abgeschätzt werden, da sich der exakte Aufbau bzw. die genaue Ausführung erst während der Fertigung ergab. Diese wurde im Nachhinein durch Differenz der verschiedenen Massen berechnet.

In Tabelle 8.1 sind alle Komponenten und deren Massen angeführt. Die Gesamtmasse der betriebsfertigen Maschinen liegt bei knapp unter 4 kg. Bei einer Spitzenleistung von 40 kW ergibt das eine Leistungsdichte von etwas mehr als 10 kW/kg und damit im Bereich des F1 KERS Motors von Honda aus dem Jahr 2010, welcher eine Spitzenleistung von 60 kW bei 6.9 kg erreicht (siehe Artikel in [Ros]).

Mit etwa 2.3 kg bzw. 57 % konzentriert sich der Hauptanteil der Gesamtmasse auf die Komponenten des Stators, im Speziellen das Blechpaket sowie das Kupfer der

<b>Komponente</b>	<b>Masse [g]</b>
Statorblechpaket	1414
Statorwicklung inkl. Stirnverbindungen	766
Wickelkopfbänder + Vergussharz	85
<b>Stator gesamt</b>	<b>2265</b>
Rotorwelle	117
Rotorblech	256
Magnete + Bandage	515
Wuchtscheiben	2x17
<b>Rotor gesamt</b>	<b>922</b>
Motorgehäuse	476
Lagerschild	104
Lagerschulter vorne + hinten	6
Kugellager 61903-2Z	19
Kugellager 61904-2Z	37
Infrarotsensor INFKL-150	26
Kühlbahnabdeckung	47
Lagerschildabdeckung	23
Resolver Tamagawa Smartsyn Size 10	40
Resolverwelle	3
Rotorwellenkappe	2
Rest (Kabelschuhe, Schrauben, PT1000, O-Ring, ...)	25
<b>Mechanik + Sensoren gesamt</b>	<b>808</b>
<b>Gesamtmasse Motor</b>	<b>3995</b>

**Tabelle 8.1:** Massen der verschiedenen Motorkomponenten

Wicklung. Die rotierenden Massen des Rotors konnten mit weniger als 1 kg sehr gering gehalten werden. Ein kleines Massenträgheitsmoment ermöglicht somit eine hohe Dynamik der Maschine. Die Masse der mechanischen Komponenten beträgt 20 % der Maschinenmasse und konnte somit niedrig gehalten werden, so dass sich der Großteil der Gesamtmasse auf die elektromagnetisch notwendigen Komponenten der Maschine beschränkt.

### 8.3 Strangwiderstand und Stranginduktivität

Die Messung der Strangwiderstände sowie der Stranginduktivitäten wurde direkt nach dem Bewickeln des Stators bei der Firma Egston mit einem Induktivitätsmessgerät mit integrierter Milliohmmessung durchgeführt. Da der Rotor zu dem Zeitpunkt noch nicht fertiggestellt war, wurde die Messung ohne diesen ausgeführt. Aufgrund der Bauweise des Rotors mit Oberflächenmagneten, welche eine Permeabilität nahe der von Luft aufweisen, sowie des geringen Einsatzes von Eisenblech im Rotor hat dieser nur einen geringen Einfluss auf die Induktivitätsmessung und kann somit vernachlässigt werden.

Die Messungen erfolgten vom jeweiligen Strang zum Sternpunkt sowie einmal vom Strang U zum Strang W. Die Ergebnisse sind in Tabelle 8.2 zu sehen. Die gemessenen Selbstinduktivitäten der Stränge stimmen gut mit den simulierten Werten aus Abschnitt 6.8 überein. Bei der Messung von Strang U zu Strang W ist der Einfluss der Gegeninduktivitäten bei der Messung dabei. Da beide Stränge

Messung	Stranginduktivität	Strangwiderstand
U-Y	127 $\mu\text{H}$	41.9 m $\Omega$
V-Y	126 $\mu\text{H}$	42.7 m $\Omega$
W-Y	128 $\mu\text{H}$	42.6 m $\Omega$
U-W	281 $\mu\text{H}$	

**Tabelle 8.2:** gemessene Stranginduktivität und Strangwiderstand

vom selben Messstrom durchflossen werden, addieren sich diese zu den beiden Selbstinduktivitäten hinzu:

$$L_{u,w}i_{mess} = (L_{u,u} + M_{u,v})i_{mess} + (L_{v,v} + M_{v,u})i_{mess}$$

Die Simulation von Abschnitt 6.8 hat gezeigt, dass die Gegeninduktivität etwa 10 % der Selbstinduktivität beträgt. Dieser Zusammenhang spiegelt sich auch in der Messung wieder:

$$L_{u,w} = (L_{u,u} + 0.1 \cdot L_{u,u}) + (L_{v,v} + 0.1 \cdot L_{v,v}) = 127 \mu\text{H} \cdot 1.1 + 128 \mu\text{H} \cdot 1.1 = 280.5 \mu\text{H}$$

$$\Rightarrow \text{gemessen: } L_{u,w} = 281 \mu\text{H}$$

## 8.4 Leerlaufspannung

Für die Messung der Leerlaufspannung wurden die Maschinen ohne Lastmaschine am Prüfstand montiert. Die Motoren wurden drehzahlgesteuert betrieben, so dass über das Terminalfenster am Computer eine Drehzahl vorgegeben werden konnte. Diese wurde in mehreren Schritten vom Stillstand bis zur Nenndrehzahl von  $12720 \text{ min}^{-1}$  erhöht. Die Amplitude der induzierten Strangspannung wurde laufend mit einem Oszilloskop gemessen. In Abbildung 8.2 ist das Ergebnis der Messungen zu sehen, die für beide Maschinen durchgeführt wurde. Weiters ist als Vergleich die Linie aus der FEM-Simulation eingezeichnet.

Man sieht, dass die beiden Motoren etwa dieselbe Kennlinie aufweisen. Da kein Strom fließt, befindet sich das Statorblech im linearen Betriebsbereich und die induzierte Spannung ist in etwa eine Gerade. Die Spannung bei Nenndrehzahl ist bei den gemessenen Maschinen etwa 6 % geringer als in der Simulation. Diese Abweichung ist auf die Beschränkungen bei der Fertigung zurückzuführen, da einerseits die Magnetisierungsrichtungen nie exakt eingehalten werden können sowie Materialtoleranzen einen Einfluss auf das Ergebnis haben. Außerdem wurde die Simulation in 2D durchgeführt, und daher sind die Einflüsse von z.B. dem Wickelkopf bei der Auslegung nicht berücksichtigt worden.

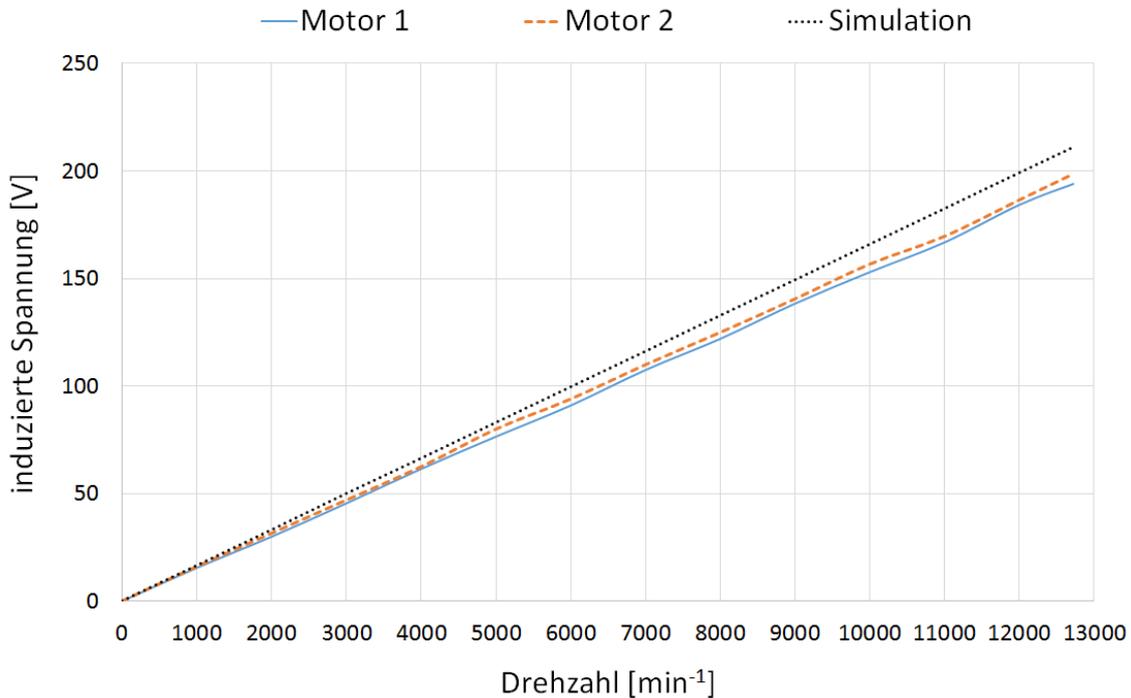


Abbildung 8.2: Verlauf der Leerlaufspannung bei steigender Drehzahl

## 8.5 Drehmoment

Für die Messung des Drehmomentes sind beide Maschinen wie Abbildung 8.1 aufgebaut und miteinander gekoppelt. Die Lastmaschine wird bei einer konstanten eingestellten Drehzahl betrieben und an den Testmotor werden über das Terminalfenster verschiedene Drehmomente vorgegeben. Der Drehmomentsensor, der zwischen den beiden Maschinen angebracht ist, misst laufend das Drehmoment. Die Messungen wurden danach auch für die zweite Maschine durchgeführt, dabei wurden die Rollen der Last- und Testmaschine getauscht.

In Abbildung 8.3 ist das Ergebnis der Messungen zu sehen. Als Vergleich wurde auch die Ergebniskurve aus der Simulation hinzugefügt. Beide Maschinen haben in etwa denselben Drehmomentverlauf, wobei man erkennen kann, dass das Drehmoment bei höheren Stromstärken nicht mehr proportional ansteigt. Das Statorblech ist daher bereits im nichtlinearen Bereich der B-H-Kennlinie. Das Dreh-

moment ist hier wie auch die Spannung bei der Leerlaufmessung etwa 6 % geringer als in der Simulation.

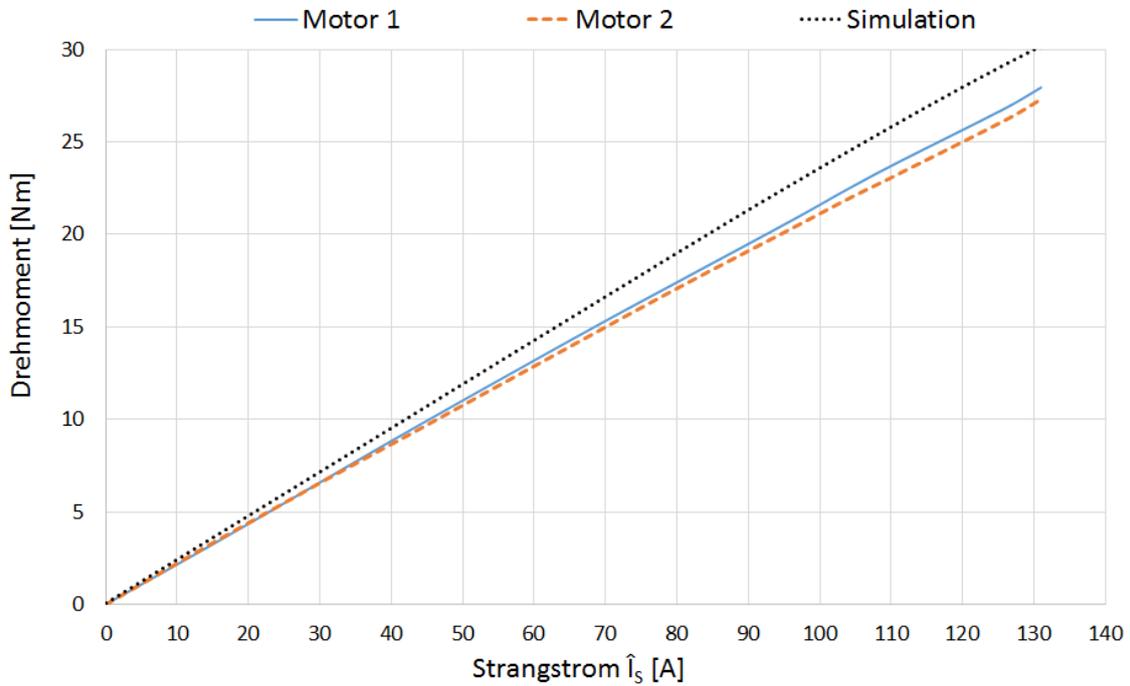


Abbildung 8.3: Verlauf des Drehmomentes bei steigendem Strom

## 9 Zusammenfassung und Ausblick

Es wurde eine Antriebsmaschine speziell an die Anforderungen des Formula Student Rennbolids *EDGE6* des TU Wien Racing Teams entwickelt und zwei Prototypen gefertigt sowie getestet. Diese waren im Rennwagen im Sommer 2014 auf den offiziellen Formula Student Wettbewerben in Silverstone, Hockenheim sowie am Red Bull Ring in Spielberg im Einsatz.

Spezieller Augenmerk bei der Auslegung der Maschinen wurde auf eine hohe Drehmoment- und Leistungsdichte gelegt, um den Ansprüchen an eine geringe Gesamtmasse des Fahrzeuges sowie geringe Abmessungen für ein kompaktes Packaging gerecht zu werden. Dafür wurden u.a. Hochleistungswerkstoffe und -technologien wie Eisen-Cobalt-Elektroblech und eine zweiteilig verklebte Motorwelle aus einer Aluminium-Siliziumcarbid-Legierung eingesetzt. Eine Flusskonzentration im Luftspalt konnte mit der Magnetanordnung im Halbach-Array erzeugt werden. Dies hat den zusätzlichen Vorteil, dass sich der magnetische Fluss im Inneren fast komplett aufhebt und somit nur ein geringer Einsatz von Eisenblech notwendig ist. Zur Reduktion der Wirbelstromverluste in den Oberflächenmagneten wurde eine neuartige Segmentierungstechnologie eingesetzt, bei der eine mäanderförmige Kurvenbahn in die Magnete erodiert wurde.

Aufbauend auf dem Design des Rennwagens sowie den Anforderungen der Rennserie wurde das Maschinenkonzept entwickelt. Den theoretischen Überlegungen zum Stator-, Wicklungs- und Rotoraufbau folgte die elektromagnetische Dimensionierung der Maschinenparameter über analytische Berechnungen. Anschließend wurde mittels CAD-Software und FEM-Simulation das Konzept umgesetzt und optimiert. Verschiedene Statorgeometrien mit offenen und halbgeschlossenen Nuten wurden mit FEM-Software analysiert und verglichen sowie die Vorteile des Halbach-Arrays gegenüber einem konventionellen Magnetdesign her-

vorgehoben. Mit 3D-Simulationen konnte gezeigt werden, dass die Wirbelstromverluste in den Magneten mit der eingesetzten Segmentierungstechnologie stark reduziert werden konnten.

Anschließend wurde der Aufbau und die Fertigung der verschiedenen Motor-komponenten beschrieben. Die entsprechenden Datenblätter sowie die technischen Zeichnungen sind im Anhang beigelegt. Eine Montagevorrichtung wurde konstruiert, um den Rotor mit dem Stator ohne Beschädigung zusammensetzen zu können. Abschließend wurden die Maschinen auf einem eigens dafür gefertigten Prüfstand vermessen, bevor sie im Rennbolide zum Einsatz kamen.

Die Auslegung und vor allem die Fertigung der Maschinen war eine größere Herausforderung als anfangs gedacht. Unzählige Konzept- und Designänderungen gingen dem finalen Aufbau voraus, bis das nötige theoretische und praktische Wissen angeeignet, die Möglichkeiten der Software verstanden sowie die Optimierungsmöglichkeiten ausgenutzt werden konnten. Auch der komplexe mechanische Aufbau und vor allem die Koordination der über ein Dutzend Fertiger zögerte die Fertigstellung um viele Monate hinaus. Letztendlich wurde ein Maschinendesign von Grund auf neu erstellt, das nach der Fertigstellung den Simulationen bis auf einige Prozentpunkte genau entsprochen hat.

Weiteres Optimierungspotential ist in mehreren Gebieten gegeben:

- Optimierung des notwendigen Kupferquerschnittes durch genauere Analyse des Lastprofils der Rennstrecke sowie des thermischen Verhaltens der Maschine.
- Dadurch auch Gewichtsoptimierung des Stators und folglich auch des Gehäuses aufgrund der kleineren notwendigen Nuthöhe bzw. des Außendurchmessers der Maschine möglich.
- Verbesserung des Aufbaus des Wickelkopfes (Alternative zu den platzintensiven Spleißverbindungen).
- Vergießen und versiegeln des kompletten Stators mit Wickelkopf zur besseren Wärmeabfuhr sowie Erhöhung der Isolationsfestigkeit.

- Optimierung des Füllfaktors der Wicklung und Verkleinerung des Wickelkopfes durch bessere Wickeltechnik.
- Alternative zur kostenintensiven Segmentierungsmethode der Magnete.
- Konzept mit Luftrotor statt Rotorblechpaket zur weiteren Verringerung der Rotormasse.
- Optimieren der Induktivität in Zusammenspiel mit dem Wechselrichter.
- Verbesserung der Herausführung der Anschlussleitungen inkl. deren Schirmung, sodass eine mechanische Trennung der Leitungen zu den Wickelköpfen entsteht und dadurch der innere Aufbau vor äußeren Einflüssen besser geschützt wird.

# Literaturverzeichnis

- [Bin12] BINDER, ANDREAS: *Elektrische Maschinen und Antriebe*. Springer Verlag, 2012.
- [FSA] FSAE. Aktuelles Reglement auf <http://www.fsaeonline.com>.
- [GMP12] G. MÜLLER, K. VOGT und B. PONICK: *Berechnung elektrischer Maschinen*. John Wiley & Sons, 2012.
- [JPH09] J. PYRHONEN, T. JOKINEN und V. HRABOVCOVA: *Design of Rotating Electrical Machines*. Wiley, 2009.
- [MM09] M. MARKOVIC, Y. PERRIARD: *Optimization design of a segmented Halbach permanent-magnet motor using an analytical model*. Magnetics, IEEE Transactions on, 45(7):2955–2960, 2009.
- [Ros] ROSEBRO, JACK. Honda F1 KERS Motor: <http://www.greencarcongress.com/2010/11/hondas-f1-kers-motor-60-kw-21000-rpm-7-kg.html>, aufgerufen am 20.01.2015.
- [Sch98] SCHRÖDL, MANFRED: *Elektrische Antriebe und Maschinen, Vorlesungsskript*. Technische Universität Wien, 1998.
- [Sch14] SCHMIDT, ERICH: *Calculation of Electromagnetic Quantities of Permanent Magnet Synchronous Machines with Tooth Coil Windings using Finite Elements and Frozen Permeabilities*. Vienna University of Technology, 2014.
- [Seq50] SEQUENZ, HEINRICH: *Die Wicklungen elektrischer Maschinen, Erster Band, Wechselstrom Ankerwicklungen*. Springer Verlag, 1950.
- [She13] SHEN, YANG: *Novel permanent magnet brushless machines having segmented Halbach array*. University of Sheffield, 2013.
- [Wika] WIKIPEDIA. Halbach Array: [http://en.wikipedia.org/wiki/Halbach\\_array](http://en.wikipedia.org/wiki/Halbach_array), aufgerufen am 25.11.2014.
- [Wikb] WIKIPEDIA. Skin Effekt: <http://de.wikipedia.org/wiki/Skin-Effekt>, aufgerufen am 09.12.2014.
- [ZPXH04] Z. P. XIA, Z. Q. ZHU und D. HOWE: *Analytical magnetic field analysis of Halbach magnetized permanent-magnet machines*. Magnetics, IEEE Transactions on, 40(4):1864–1872, 2004.

# Anhang A - Technische Zeichnungen

## A.1 Statorblechpaket

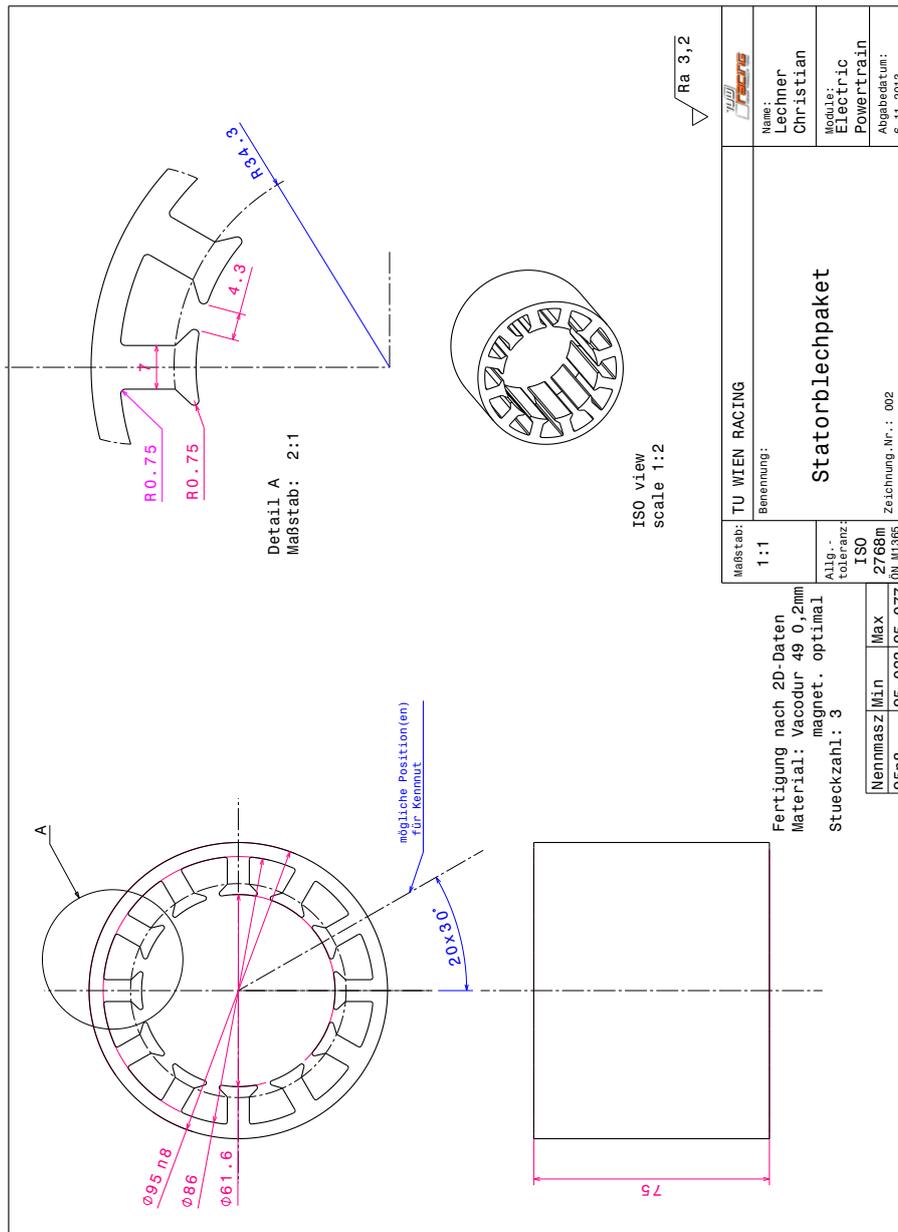


Abbildung A.1: Technische Zeichnung des Statorblechpaketes

## A.2 Rotorblechpaket

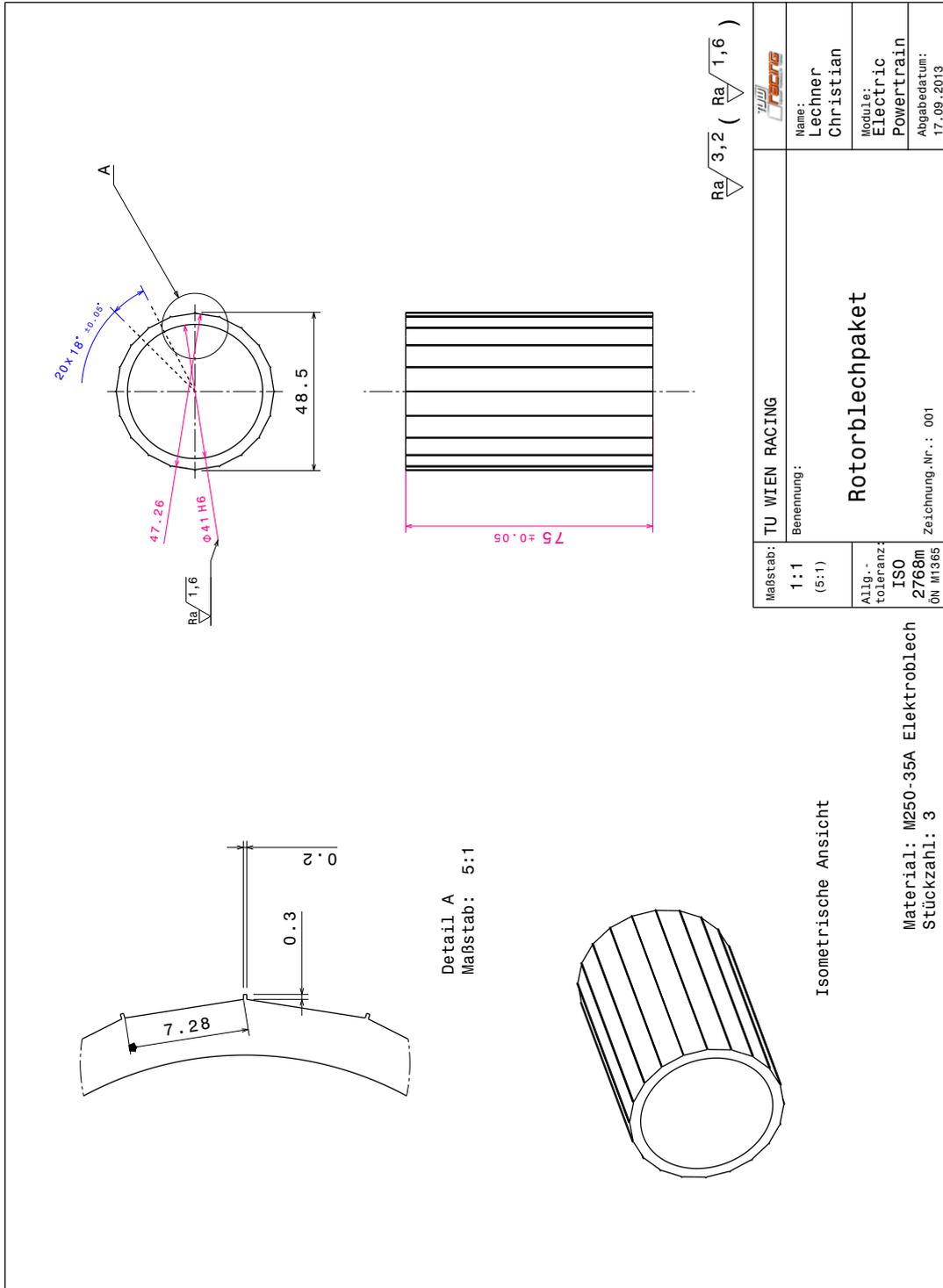
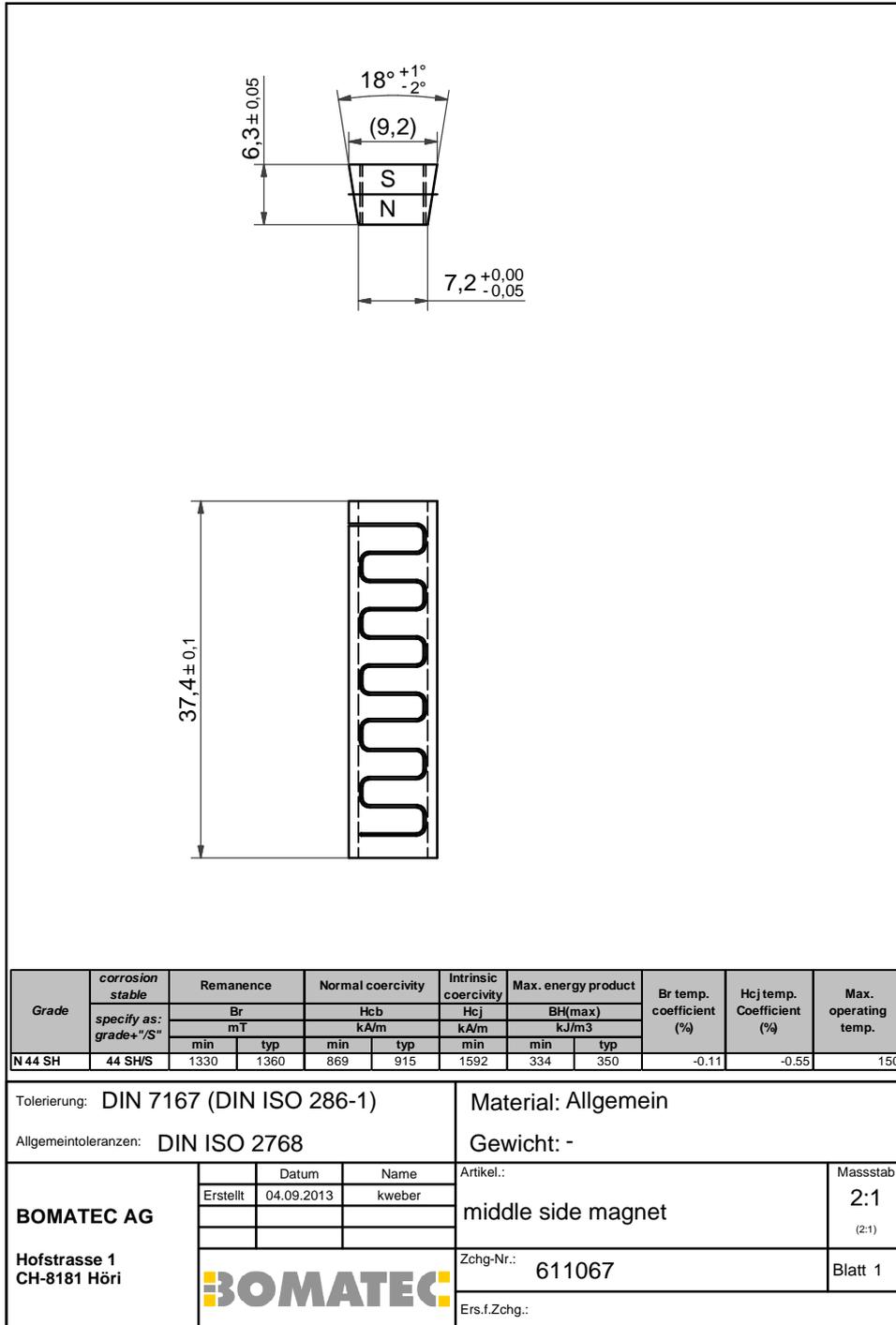


Abbildung A.2: Technische Zeichnung des Rotorblechpaketes

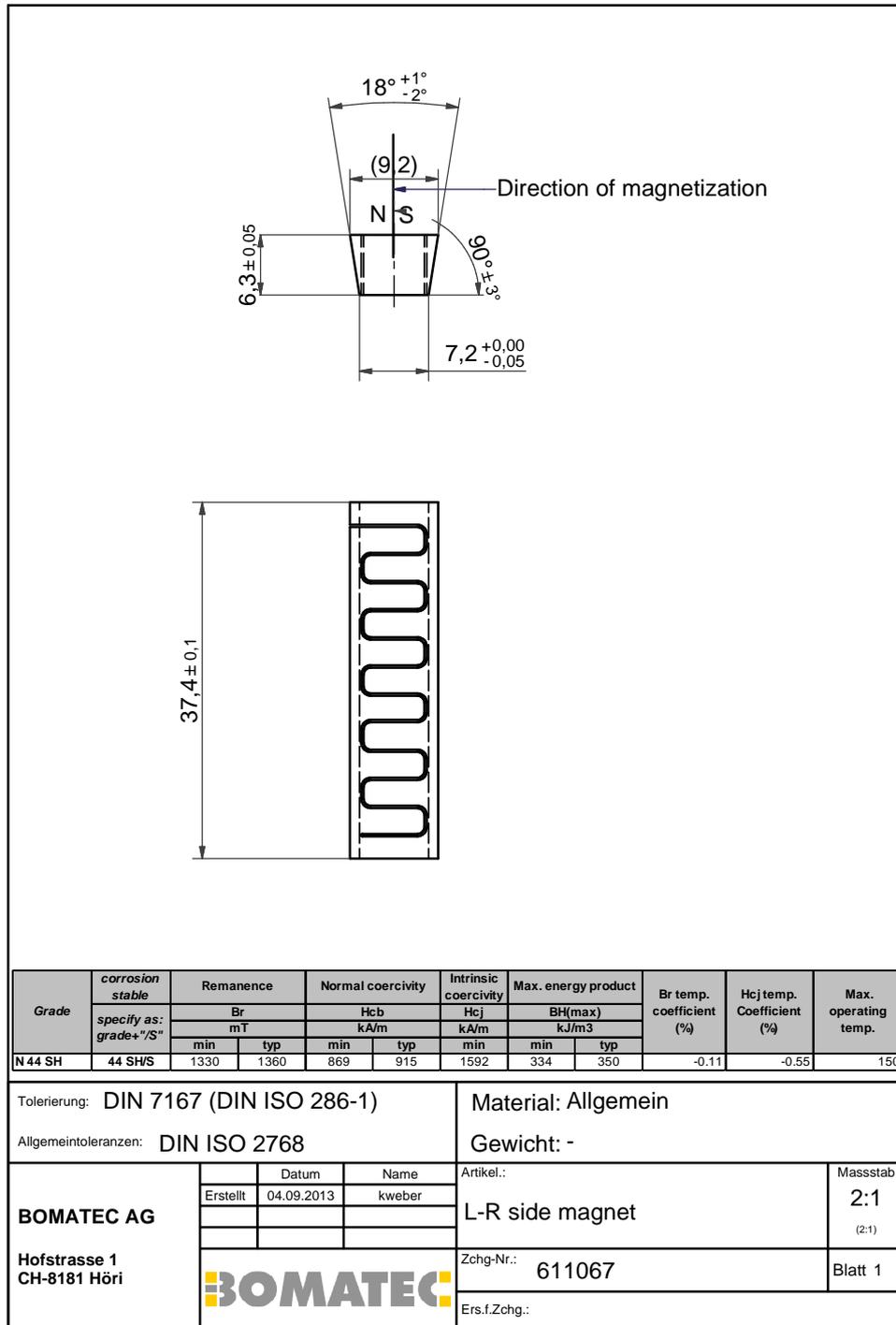
## A.3 Magnete Nord-Süd



© 2013 - Bomatec AG

Abbildung A.3: Technische Zeichnung der Nord-Süd-Magnete

## A.4 Magnete Quer



© 2013 - Bomatec AG

Abbildung A.4: Technische Zeichnung der Quer-Magnete

# A.5 Rotorwelle

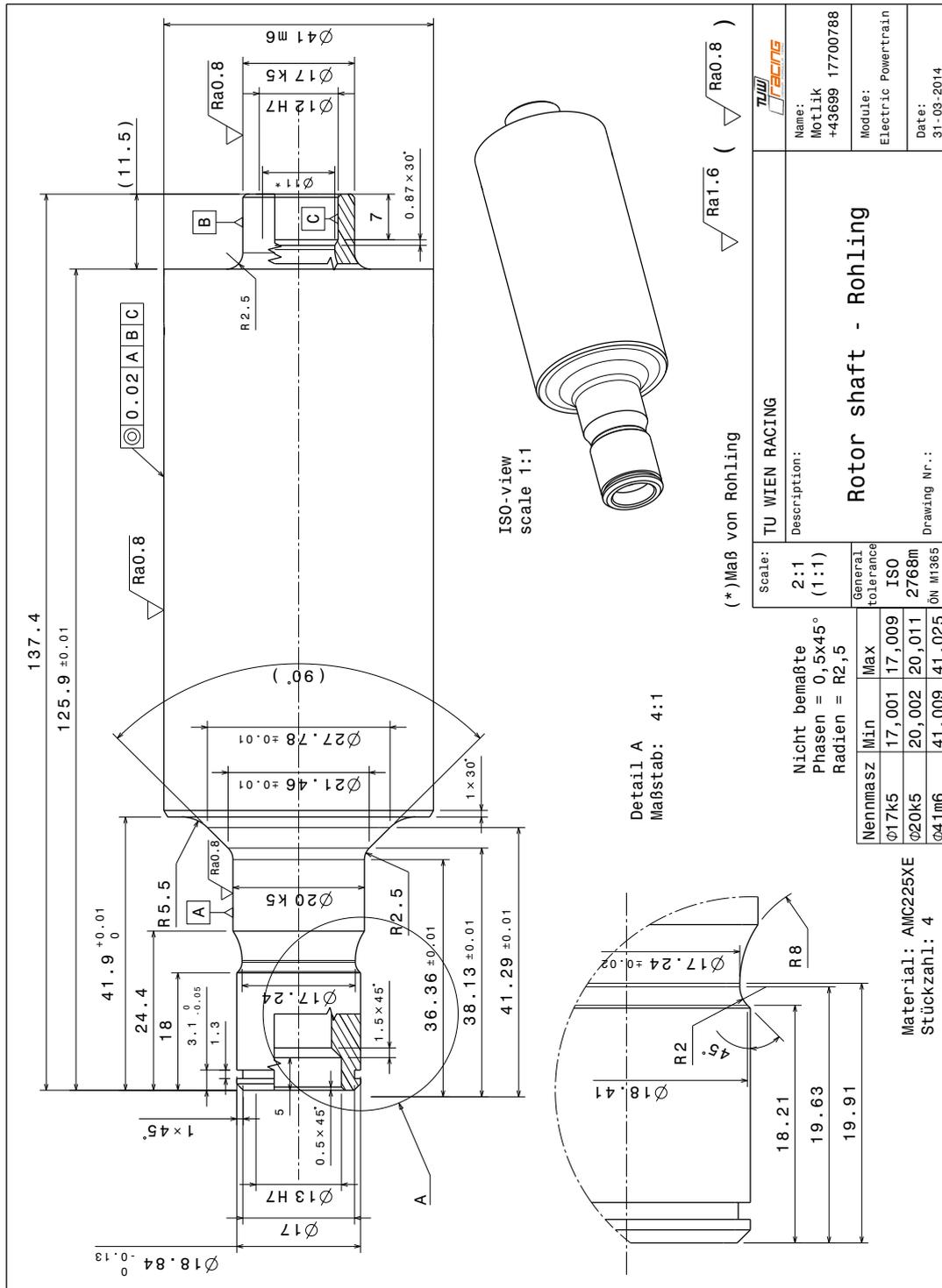
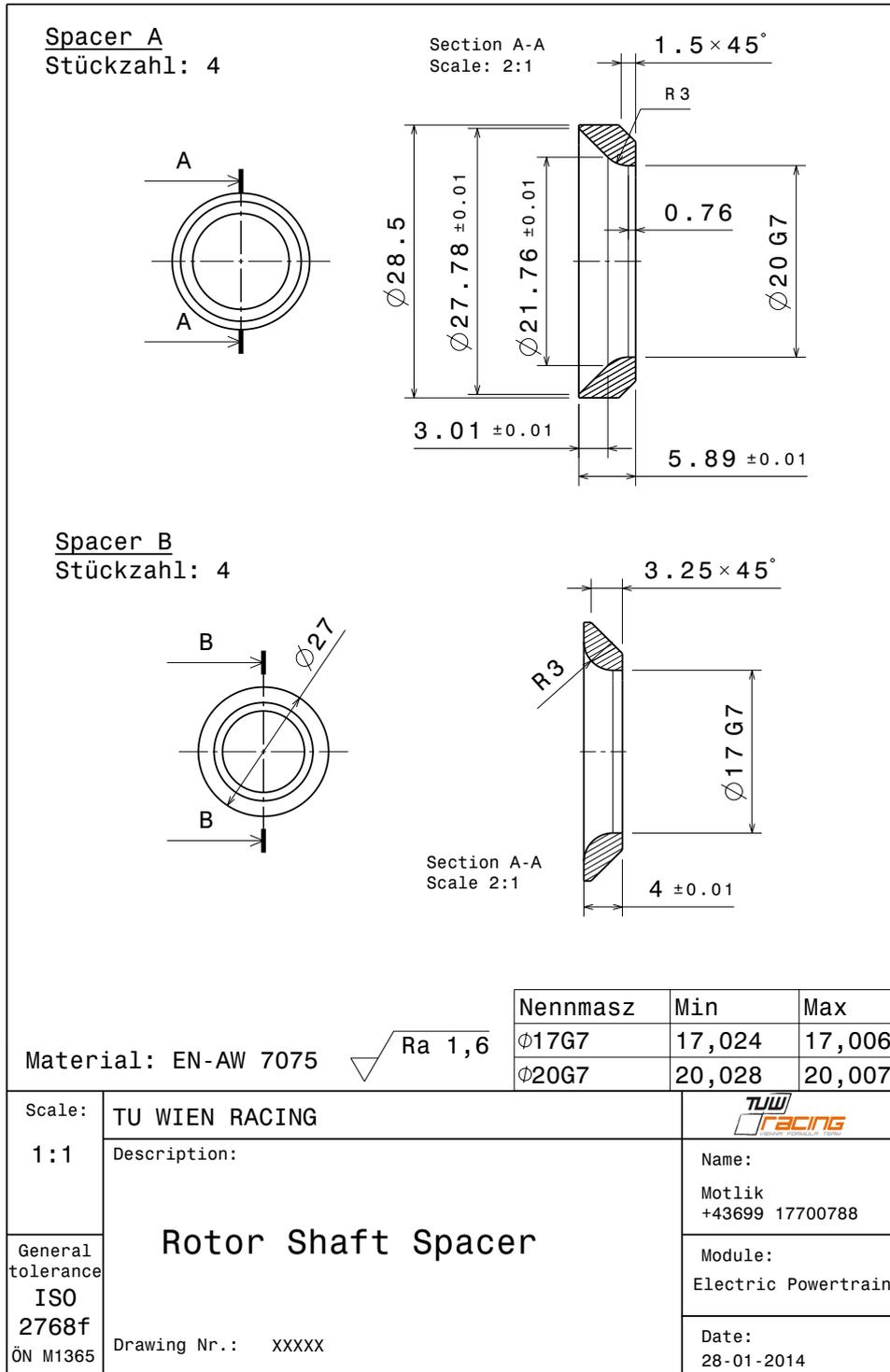


Abbildung A.5: Technische Zeichnung der Rotorwelle

## A.6 Lagerschulter



**Abbildung A.6:** Technische Zeichnung der Lagerschulter

## A.7 Rotorwellenkappe

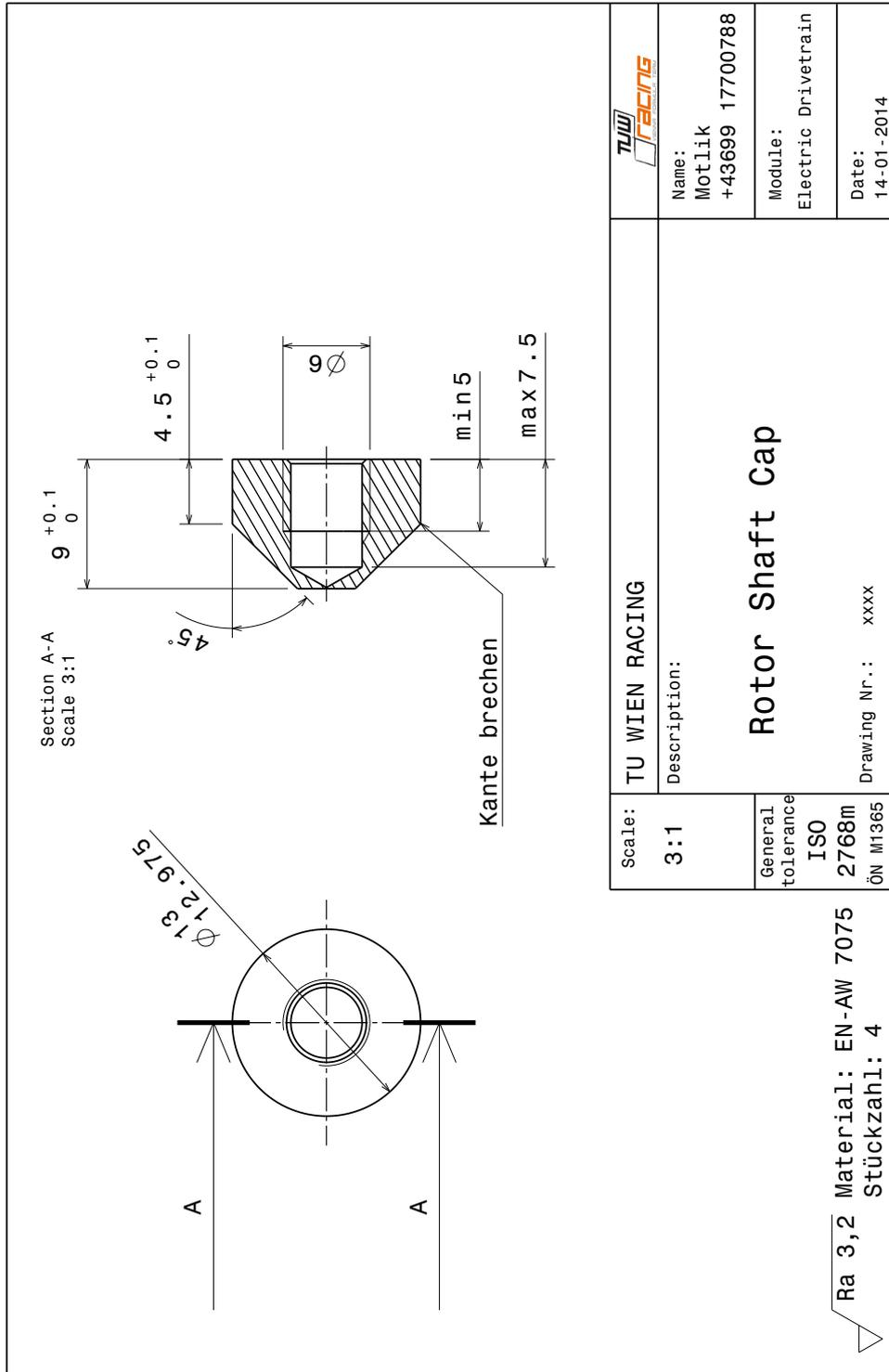


Abbildung A.7: Technische Zeichnung der Rotorwellenkappe

## A.8 Resolverwelle

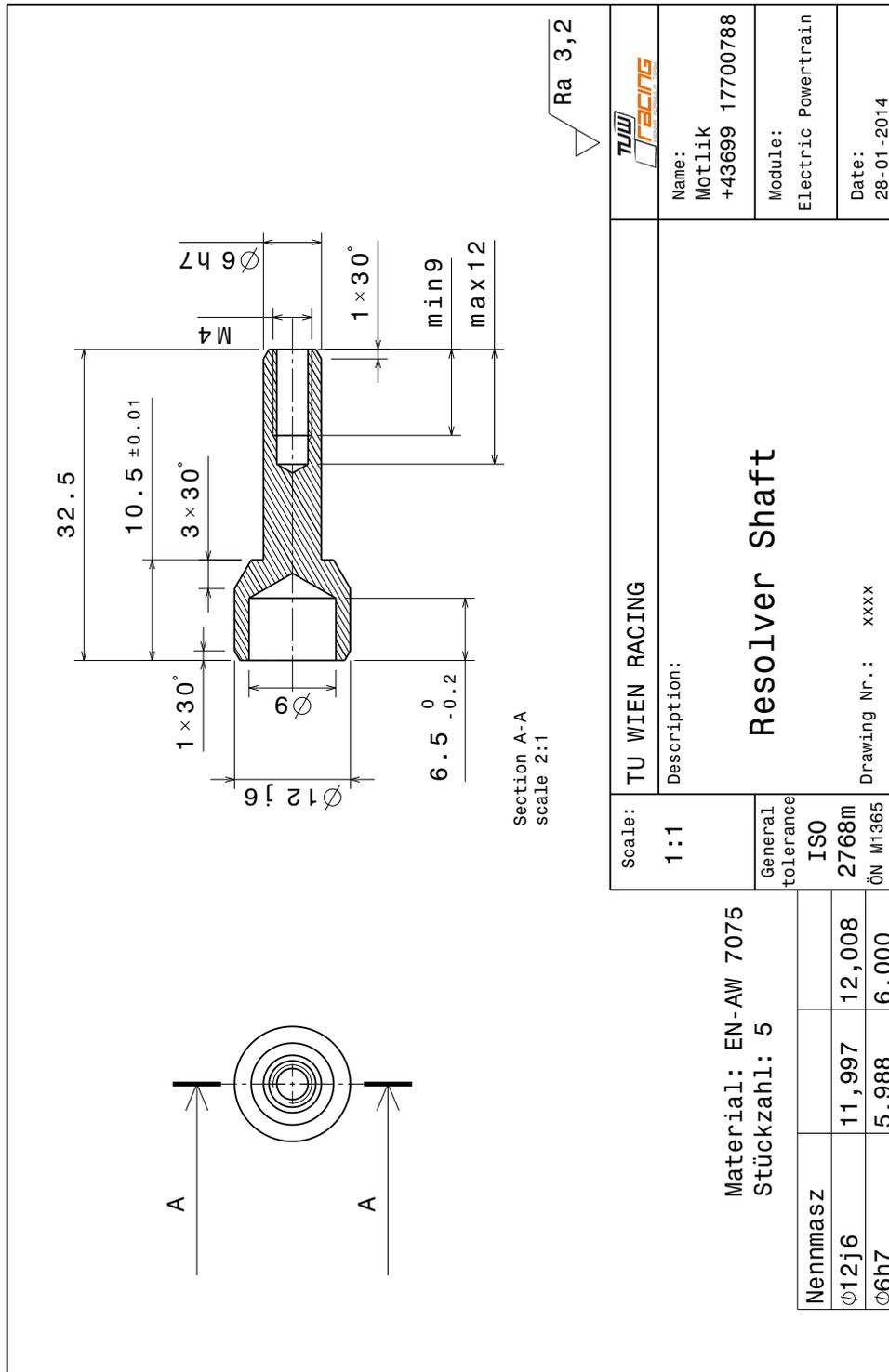


Abbildung A.8: Technische Zeichnung der Resolverwelle

## A.9 Wuchtscheibe

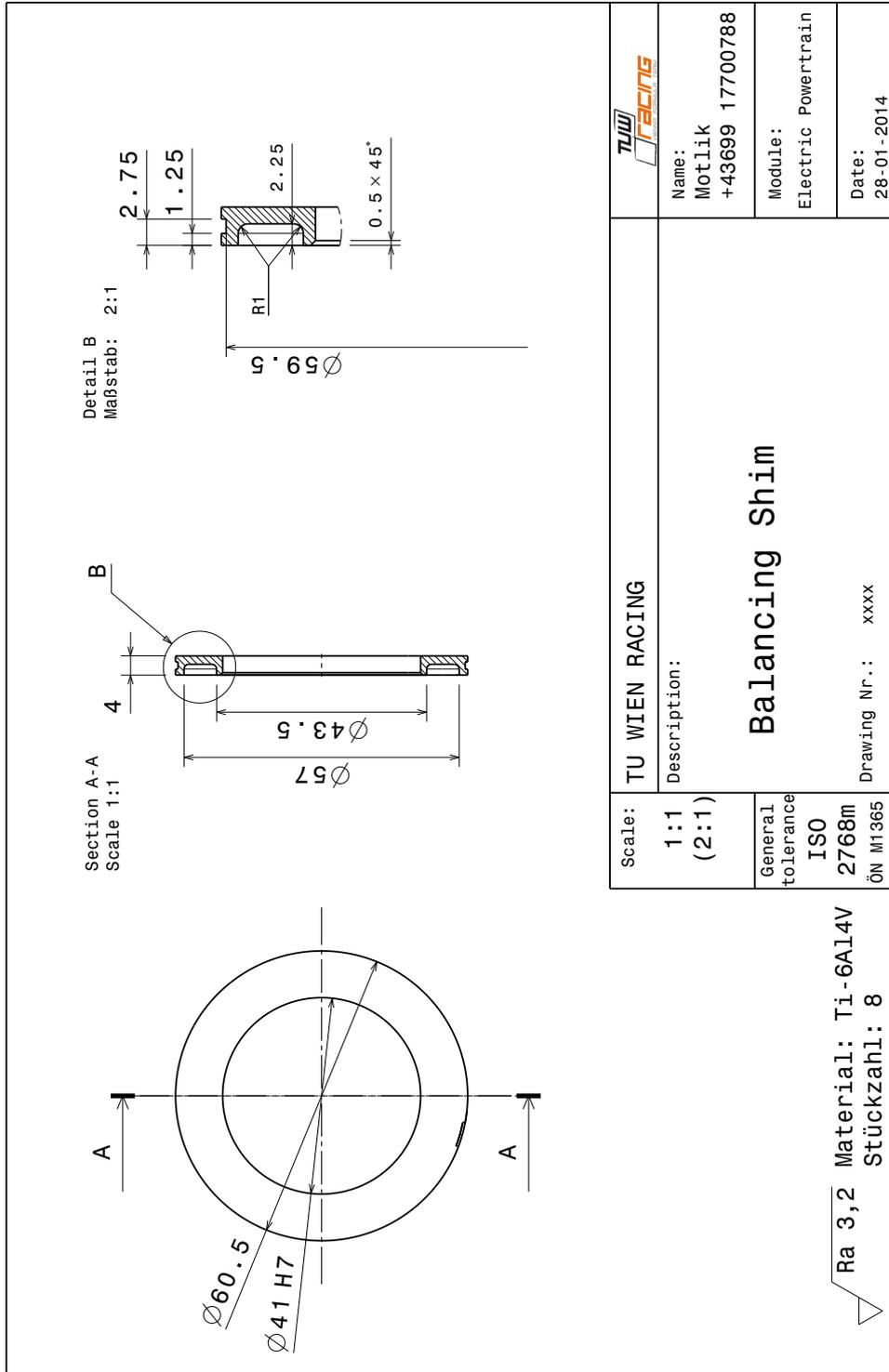


Abbildung A.9: Technische Zeichnung der Wuchtscheiben

# A.10 Motorgehäuse-Rohling

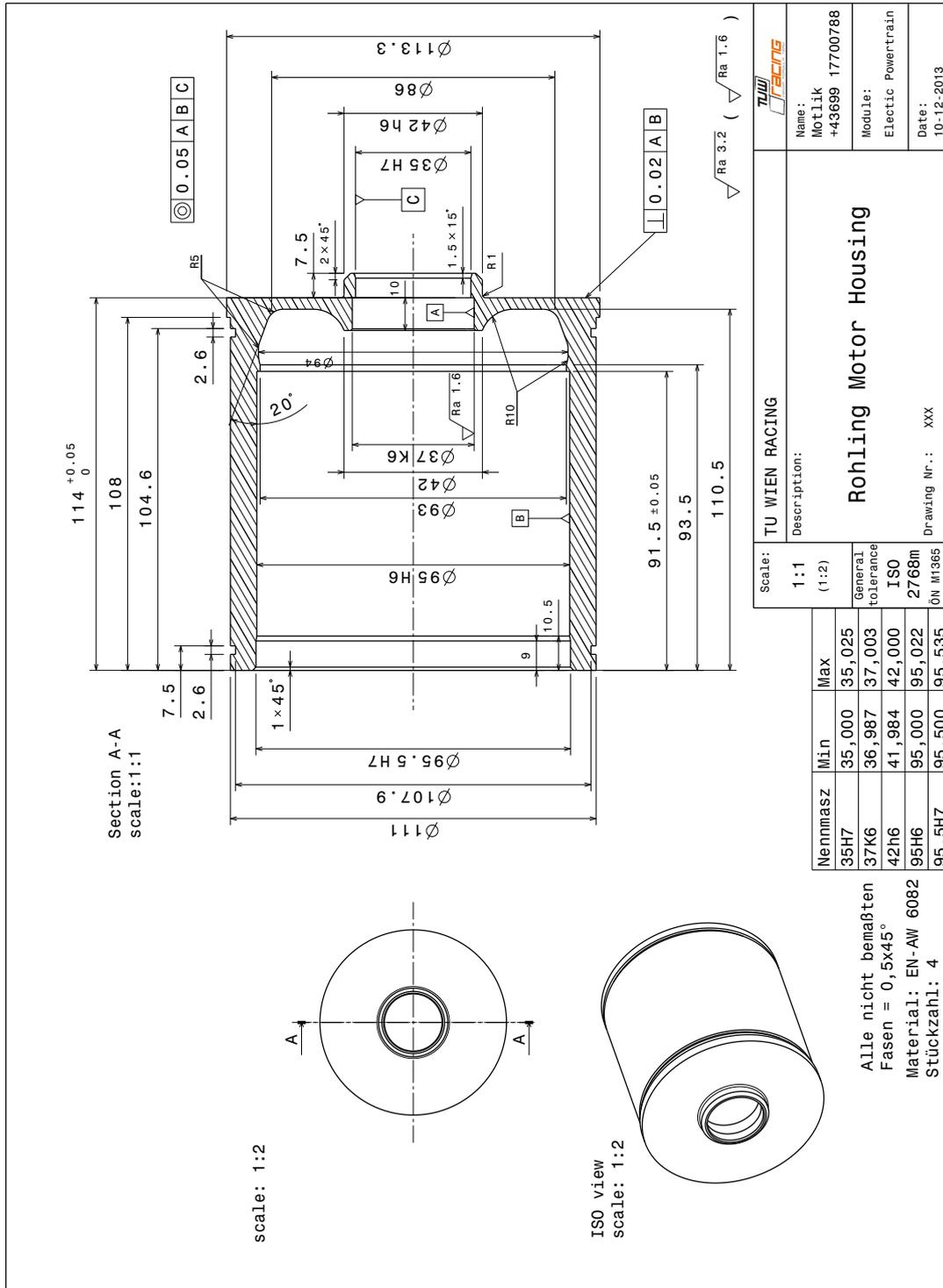


Abbildung A.10: Technische Zeichnung des Motorgehäuse-Rohlings

# A.11 Motorgehäuse

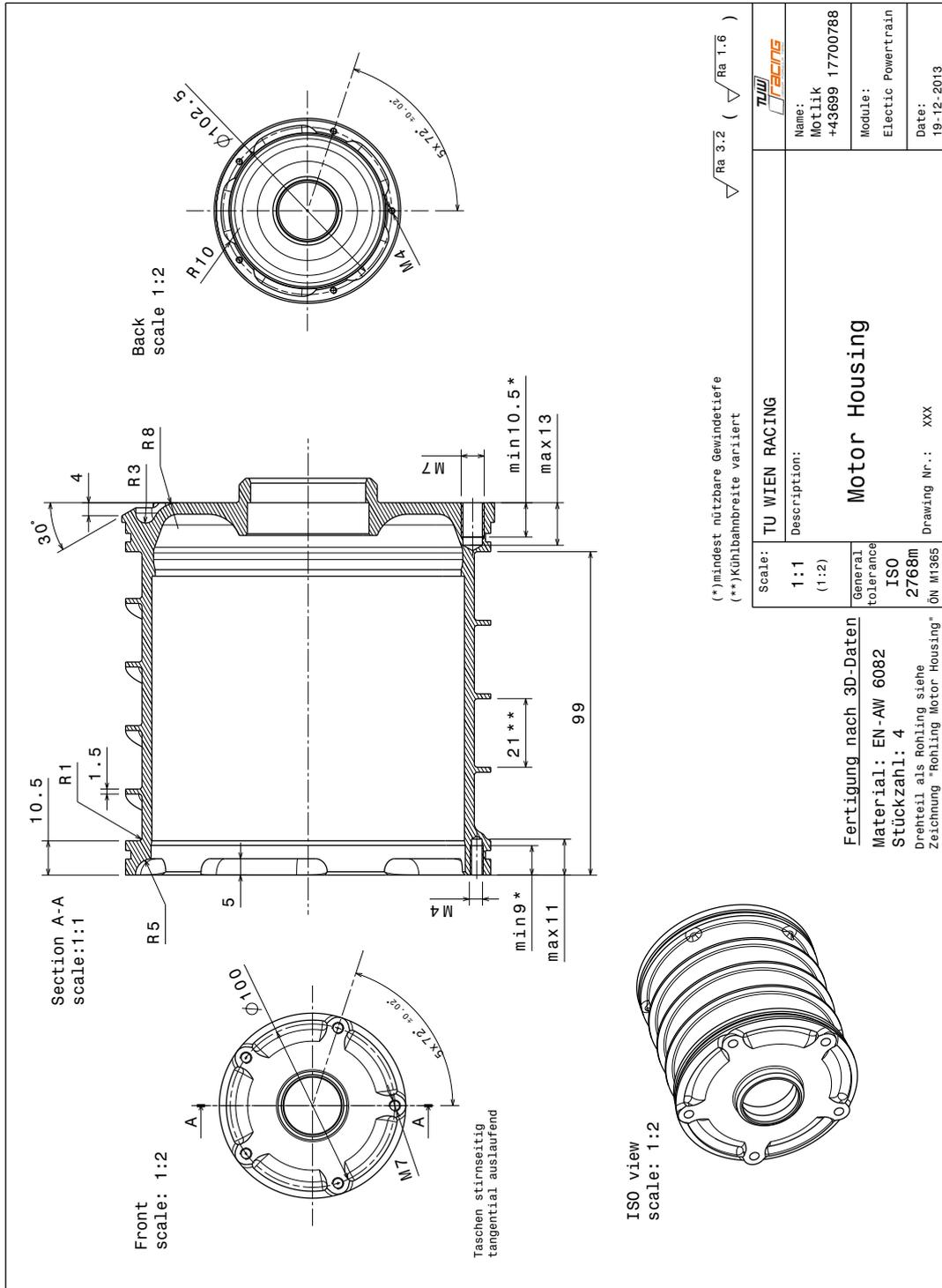


Abbildung A.11: Technische Zeichnung des Motorgehäuses

# A.12 Lagerschild

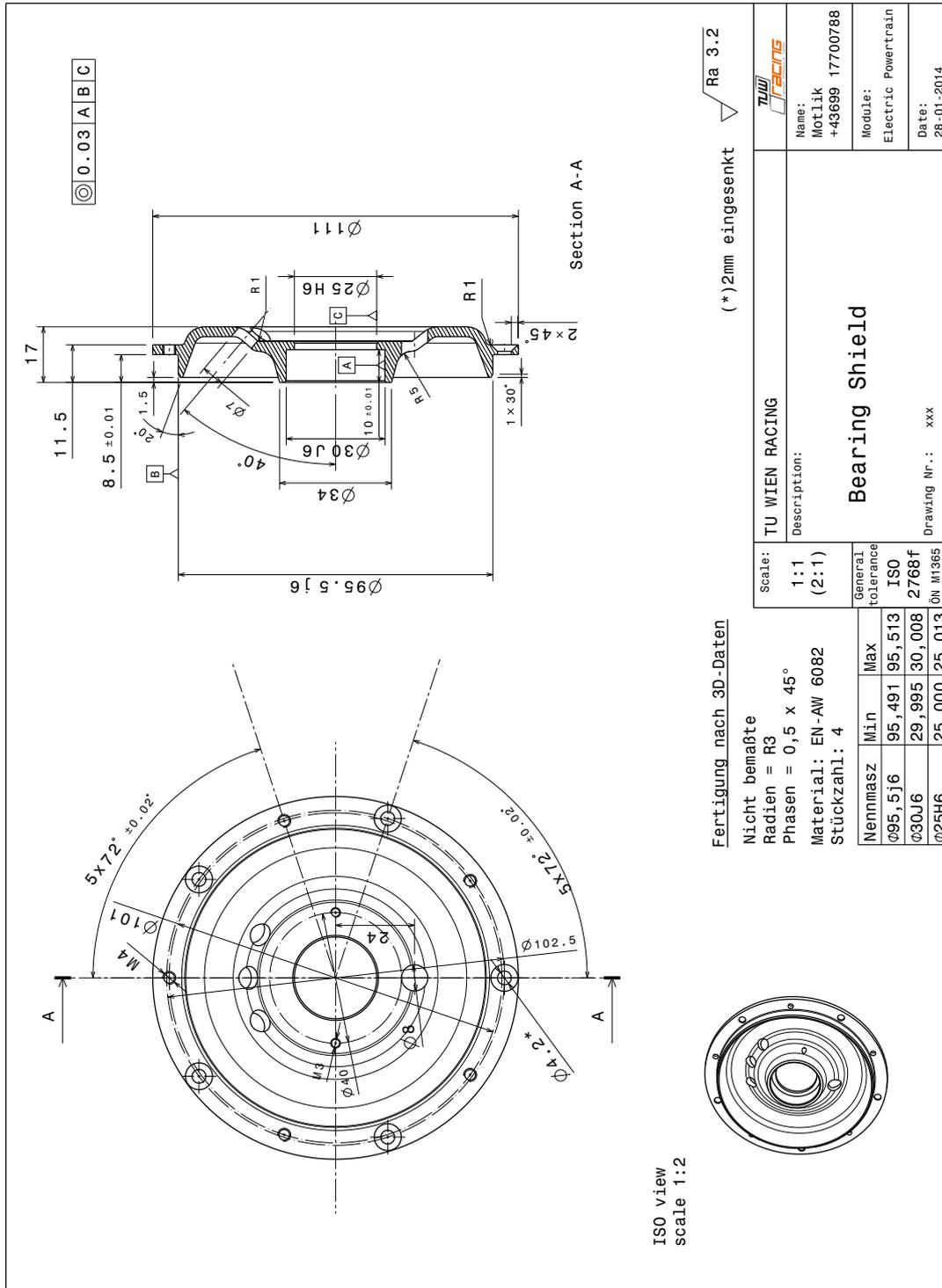


Abbildung A.12: Technische Zeichnung des Lagerschilds

# Anhang B - Datenblätter

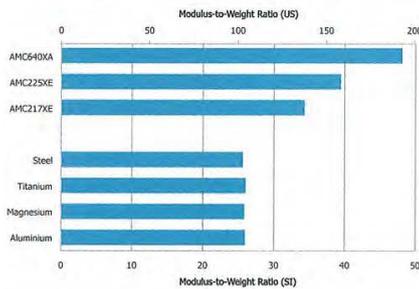
## B.1 Aluminium-Siliziumcarbid-Legierung AMC225XE

### Particle Reinforced Aluminum Alloy AMC225XE

**AMC225XE** is a high quality aerospace grade aluminum alloy (AA2124) reinforced with 25 volume percent ultrafine Silicon Carbide particles. It is manufactured by a special powder metallurgy route using a proprietary high-energy mixing process which ensures excellent particle distribution and enhances mechanical properties.

The key benefits of AMC225XE for structural applications include:

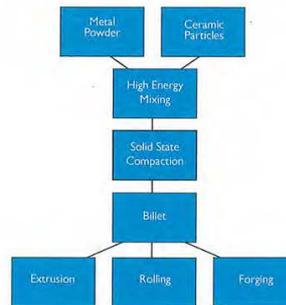
- > Weight saving
- > Increased component stiffness
- > High fatigue resistance
- > Good hardness & wear characteristics



AMC225XE Physical Properties	
Thermal Conductivity	150 W/m <sup>o</sup> C
Thermal Expansion Coefficient	15.5 ppm/ <sup>o</sup> C
Heat Capacity	0.836 J/g/ <sup>o</sup> C
Solidus	36 J/g <sup>o</sup>
Electrical Conductivity	21 % IACS
Density	2.88 g/cm <sup>3</sup>

AMC225XE Mechanical Properties T4 (QOP042)	
Elastic Modulus GPa (Msi)	115 (16.7)
0.2% Yield Strength MPa (Ksi)	440 (64)
Ultimate Tensile Strength MPa (Ksi)	610 (88)
Elongation %	4
Poisson's Ratio	0.3
Vickers Hardness HVS	210 HV5
Fatigue Strength (R=-1, Kt=1) MPa @ 1x10 <sup>6</sup> cycles	375 (45)

**Materion AMC** powder metallurgy and mechanical alloying techniques combine the aluminum alloy (AA2124) matrix with fine (2-3 micron) Silicon Carbide (SiC) particles. Process conditions are controlled to produce an even distribution of these particles, while maintaining the purity of the matrix alloy. Powders are compacted to fully dense billets by hot isostatic compaction. Billets are available for direct manufacture to component or for fabrication by forging, extrusion or rolling techniques. Selection of the process route depends on property requirements, component shape and the resulting process cost.



A wide range of machining methods may be applied. High speed machining with diamond tools achieves excellent surface finish and tolerances. **AMC225XE** offers high hardness, low friction and wear characteristics. The material may be used uncoated or, where appropriate, a range of coating technologies may be applied for additional tribological performance.

The combination of properties achieved with **AMC225XE** provides the potential for outstanding structural performance in a wide range of markets and applications including:

#### Advanced Automotive

- > Pistons
- > Cylinder liners
- > Connecting rods
- > Brake callipers
- > Valvetrain
- > Chassis components

#### Aerospace & Defense

- > Aero engine components
- > Aircraft structure
- > Brakes and wheels
- > Control systems

**SUPREME<sup>EX</sup>**

Abbildung B.1: Datenblatt des Materials der Rotorwelle AMC225XE

## B.2 Infrarot-Temperatursensor

# TYRE INFRARED TEMPERATURE SENSOR INFKL-150

### Aluminium housing

**Dimensions** 20 x 18 x 12 mm

**Weight** 26 g

<b>Range</b>	150°C
<b>Supply</b>	5 Volts
<b>Output</b>	0.4 V to 4.9 V
<b>Sensitivity Signal</b>	30 mV/°C 0.4 V at 0°C 4.6 V at 140°C
<b>Accuracy</b>	2.5% FS
<b>Response time</b>	100 ms
<b>Supply current</b>	1.5 mA

<b>IR Wave length</b>	8 to 14 µm
<b>Emissivity</b>	99%
<b>Calibrator</b>	Land P550P
<b>Protection</b>	IP 64
<b>Vibration Test</b>	20 Gpp 5'
<b>Shocks</b>	1000 G
<b>Operating temperature</b>	0 to 40°C
<b>Storage Temperature</b>	-40 to + 125°C

**Measurement distance** : 30 to 70 mm

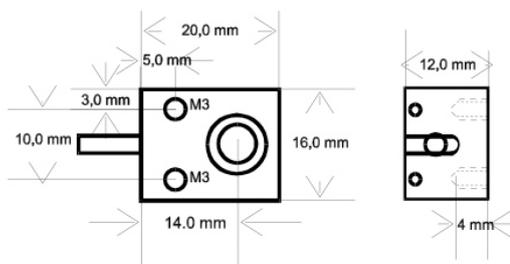
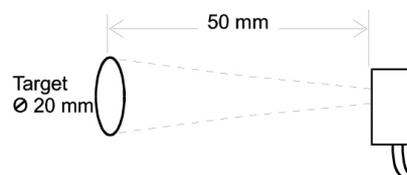
**Field of view** : 2.5 : 1

**Spot size** : 20mm diameter at 50mm distance

**Connection** : 1 meter of 3 x AWG26 PTFE shielded cable

**Connector** : without

Couleur Fil	Fonction	Contact / Pin
Rouge / Red	5 V	
Blanc / White	Signal	
Bleu / Blue	0 V	



[www.texense.com](http://www.texense.com)

**TEXYS  
INTERNATIONAL**  
ZA des Chamonds  
Rue Edouard Branly  
58640 Varennes-Vauzelles  
(FRANCE)  
Tel. : +33 (0) 3 86 21 27 18  
Fax : +33 (0) 3 86 21 24 49

Abbildung B.2: Datenblatt des Infrarot-Temperatursensors Texense INFKL-150

# B.3 Resolver

常備図面

DATE 95.12.13  
SCALE 2/1  
DWS NO. 026100004S30

MODEL NO. TS2610N17IE64  
TITLE ブラシレスレゾルバ  
3RD ANGLE PROJECTION BRUSHLESS RESOLVER

DATE 95.12.13  
SCALE 2/1  
DWS NO. 026100004S30

REVISONS

No.	DESCRIPTION	DATE	SIGN
第2版	寸法変更 軸径φ26MAX 軸径φ25.01	95.1.19	
第3版	NOTE:4.5 追加	95.8.22	
第4版	NOTE:5. 製造番号 削除	97.2.20	

品名 出力側 SECONDARY  
品名 入力側 PRIMARY

配線図 SCHEMATIC DIAGRAM

DATE 95.12.13  
SCALE 2/1  
DWS NO. 026100004S30

MODEL NO. TS2610N17IE64  
TITLE ブラシレスレゾルバ  
3RD ANGLE PROJECTION BRUSHLESS RESOLVER

DATE 95.12.13  
SCALE 2/1  
DWS NO. 026100004S30

品名 出力側 SECONDARY  
品名 入力側 PRIMARY

配線図 SCHEMATIC DIAGRAM

品名 出力側 SECONDARY  
品名 入力側 PRIMARY

配線図 SCHEMATIC DIAGRAM

Abbildung B.3: Datenblatt des Resolvers