

Entwurf eines Ringmotors für Luftfahrtantriebe

Bachelorarbeit von Fabius Liebermann-Zoehe
Tag der Einreichung: 02. Januar 2025

1. Gutachten: Prof. Dr. Yves Burkhardt
2. Gutachten: M. Sc. Laurenz Ziegler
Darmstadt



TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
DARMSTADT



Institut für
Elektrische
Energiewandlung



Fachgebiet
Elektrische
Antriebssysteme

Studienbereich Mechatronik

Erklärung zur Abschlussarbeit gemäß § 22 Abs. 7 APB TU Darmstadt

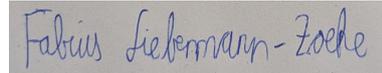
Hiermit erkläre ich, Fabius Liebermann-Zoehe, dass ich die vorliegende Arbeit gemäß § 22 Abs. 7 APB der TU Darmstadt selbstständig, ohne Hilfe Dritter und nur mit den angegebenen Quellen und Hilfsmitteln angefertigt habe. Ich habe mit Ausnahme der zitierten Literatur und anderer in der Arbeit genannter Quellen keine fremden Hilfsmittel benutzt. Die von mir bei der Anfertigung dieser wissenschaftlichen Arbeit wörtlich oder inhaltlich benutzte Literatur und alle anderen Quellen habe ich im Text deutlich gekennzeichnet und gesondert aufgeführt. Dies gilt auch für Quellen oder Hilfsmittel aus dem Internet.

Diese Arbeit hat in gleicher oder ähnlicher Form noch keiner Prüfungsbehörde vorgelegen.

Mir ist bekannt, dass im Falle eines Plagiats (§ 38 Abs. 2 APB) ein Täuschungsversuch vorliegt, der dazu führt, dass die Arbeit mit 5,0 bewertet und damit ein Prüfungsversuch verbraucht wird. Abschlussarbeiten dürfen nur einmal wiederholt werden.

Bei einer Thesis des Fachbereichs Architektur entspricht die eingereichte elektronische Fassung dem vorgestellten Modell und den vorgelegten Plänen.

Darmstadt, 02. Januar 2025



F. Liebermann-Zoehe

Danksagung

An dieser Stelle möchte ich mich herzlich bei allen bedanken, die zum Gelingen dieser Bachelorarbeit beigetragen haben.

Mein besonderer Dank gilt dem DLR-Institut für Elektrifizierte Luftfahrtantriebe, das mir die Möglichkeit gegeben hat, meine Bachelorarbeit in Ihrem Hause zu verfassen. Mein Dank geht dabei an Dr. Stefan Kazula sowie insbesondere an Dr. Chetan Kumar Sain und Dr. Matthias Lang für ihre fachlichen Gespräche, wertvollen Anregungen und hilfreichen Ratschläge während des gesamten Arbeitsprozesses.

Ebenfalls möchte ich mich bei meinem universitären Betreuer Herrn M. Sc. Laurenz Ziegler vom Institut für Elektrische Energiewandlung bedanken. Er stand mir mit seiner Expertise und hilfreichen Hinweisen jederzeit unterstützend zur Seite.

Abschließend möchte ich allen danken, die direkt oder indirekt zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Fabius Liebermann-Zoehe

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	VI
Tabellenverzeichnis	VIII
Formel- und Abkürzungsverzeichnis	IX
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Stand der Technik	2
1.3 Struktur der Arbeit	7
2 Aerodynamische Betrachtungen	8
2.1 Einführende Betrachtung zur Schubkraft	8
2.2 Herkömmliche Triebwerksarten	8
2.3 Grundgleichungen des Propellers	10
2.4 Überlegungen zur Drehzahländerung unter Nutzung einer elektrischen Maschine	12
2.5 Dimensionierung des Propellers	12
3 Analytische Auslegung	17
3.1 Begründung der Wahl der Permanentmagnet-Synchronmaschine	17
3.2 Funktionsprinzip der PMSM	17
3.3 Permanentmagnete	18
3.4 Wicklung	23
3.5 Luftspaltfeld / Drehmomentbildung	27
3.6 Feldschwächung	29
3.7 Maschinenauslegung	29
4 Numerische Auslegung	34
4.1 Einführung in Ansys Motor-CAD	34
4.2 Simulationseigenschaften	34
4.3 Wicklungseinstellung	37
4.4 Drehmomentberechnung	37
4.5 Verlustberechnung	39
4.6 Vergleich der analytischen Auslegung mit der ersten numerischen Auslegung . . .	40
4.7 Angaben zu den Betriebspunkten	41
4.8 Optimierung der elektrischen Maschine	43
4.8.1 Vergleich von optimiertem numerischen Design mit Ausgangsdesign	49

5 Mechanische und thermische Auslegung	51
5.1 Mechanische Auslegung	51
5.2 Thermische Auslegung	52
5.2.1 Arten der Wärmeübertragung	53
5.2.2 Thermisches Modell in Motor-CAD	56
6 Ergebnisse	58
6.1 Erkenntnisse	58
6.2 Zusammenfassung	60
6.3 Ausblick	61
Literaturverzeichnis	i
Anhang	iv

Abbildungsverzeichnis

Abb. 1.1	CO ₂ -Parts per million gegenüber Temperaturanomalien in der Antarktis und in Hawaii auf dem Mauna Loa [1]	1
Abb. 1.2	Herkömmliches Design eines Propellers mit einer elektrischen Maschine und einer Welle [5]	2
Abb. 1.3	Prinzipielles Design eines Ringpropellers [4]	2
Abb. 1.4	Konzept eines supraleitenden Motors mit einem Fan [11]	5
Abb. 1.5	mögliches Lagerungskonzept eines Ringmotors [12]	6
Abb. 1.6	Konzept eines gegenläufigen Propellers in ringförmiger Ausführung [4] .	6
Abb. 1.7	Propfantriebwerk mit gegenläufigen Propellern [13]	6
Abb. 2.1	Vortriebswirkungsgrad verschiedener Luftfahrtantriebe [15]	9
Abb. 2.2	Veranschaulichung des Blattwinkels eines Propellers [18]	11
Abb. 2.3	Flugprofil der Startflugphase	13
Abb. 2.4	Zu leistendes mechanisches Drehmoment über die einzelnen Flugphasen	14
Abb. 2.5	Eingabe der Parameter in JavaProp für Steigflug 1	15
Abb. 3.1	Hysterese-Kennlinien für hartmagnetische Werkstoffe [25]	19
Abb. 3.2	Prinzipdarstellung eines linearen Halbach-Arrays mit Feldlinienverlauf und Angabe der magnetischen Flussdichte, erzeugt mit FEMM	19
Abb. 3.3	Prinzipieller Motoraufbau mit ringförmigem Halbach-Array aus Ansys Motor-CAD	20
Abb. 3.4	Ausnutzungsfaktor von Synchronmaschinen [32]	31
Abb. 4.1	Automatisch generiertes Netz in Motor-CAD	36
Abb. 4.2	Detailansicht des Netzes im Luftspalt	36
Abb. 4.3	Drehmomentverläufe über Bestromungswinkel [36]	38
Abb. 4.4	Prinzipdarstellung der spezifischen Stromwärmeverlustleistung innerhalb der Nut bei vollständig aufgelöster Nut	40
Abb. 4.5	Ausschnitt aus dem linearen Bereich des Strangstroms über das mechanische Drehmoment zur Bestimmung der Arbeitspunkte	42
Abb. 4.6	CoP-Matrix des Parameterraums (Übersetzung siehe Tabelle 6.1)	45
Abb. 4.7	Pareto-Plot mit den Optimierungszielen der Maximierung des Wirkungsgrades über der Maximierung des Leistungsgewichts	46
Abb. 4.8	Pareto-Diagramm mit markierten Bereichen	47
Abb. 4.9	Parallel-Koordinaten-Plot mit Eingabeparameter und Optimierungsziele sowie Nebenbedingungen (Übersetzung siehe Tabelle 6.1)	48

Abb. 5.1	Ermittelter Wärmeübergangskoeffizient h im Luftspalt einer elektrischen Maschine in Abhängigkeit vom Rotorradius R_r und der Drehzahl n	56
Abb. 6.1	Drehmoment-Drehzahl Kurve für $I_{s,max} = 2500$ A und Dauerdrehmoment-Drehzahl Kurve für $I_{s,max} = 2000$ A und unter Berücksichtigung der Grenztemperatur mit konfigurierter Kühlung	58
Abb. 6.2	Wirkungsgradkennfeld der elektrischen Maschine mit den Arbeitspunkten	59
Abb. 6.3	Maximaltemperaturen der Materialien über das definierte Flugprofil . . .	60
Abb. 6.4	Leistungsdurchmesser Verhältnis für Propeller [39]	iv
Abb. 6.5	Vergleich der Propellerleistungsdaten bei gleicher Umfangsgeschwindigkeit und verändertem Durchmesser und veränderter Drehzahl [17] . . .	v
Abb. 6.6	Demagnetisierungsverhalten des N42UH [40]	v

Tabellenverzeichnis

1.1	Bewertungsmatrix verschiedener Motortopologien für die Automobilindustrie [9]	4
2.1	Parameter zu den einzelnen Flugsegmenten für JavaProp [19], [21], [22], [23]	15
2.2	Leistungsdaten über die einzelnen Flugsegmente erzeugt mit JavaProp [17]	16
3.1	Prinzipskizze zum Vergleich der normal magnetischen Flussdichte Verteilung zwischen Oberflächenmagneten mit Polabdeckung $\alpha_e = 80\%$ und Halbach-Array erstellt mit FEMM; Achsenskalierung nicht identisch	21
3.2	beispielhafte Bruchlochzahlen für Zahnspulenwicklungen [25]	24
3.3	Fourier-Analyse der symmetrischen Zweischicht-Bruchlochwicklung $q = \frac{3}{8}$ [25]	25
4.1	Verwendete Materialien in Ansys Motor-CAD; Datenbanken in Motor-CAD enthalten [35]	35
4.2	Simulationsdaten für verschiedene Netzfeinheiten bei gleicher Netz-Größe je Bauteil (außer bei automatisch generiertem Netz)	36
4.3	Vergleich der analytischen Auslegung mit der numerischen Erstausslegung und der angepassten numerischen Auslegung	41
4.4	Leistungsdaten der elektrischen Maschine in den Arbeitspunkten	43
4.5	Parameterraum für die Optimierung in Ansys optiSLang	44
4.6	Vergleich der numerischen Auslegung mit der optimierten numerischen Auslegung	50
5.1	Berechnete Maximaltemperaturen mit Motor-CAD	57
6.1	Übersetzung und der Ein- und Ausgangsparameter bezüglich der Optimierung der elektrischen Maschine	vi

Formel- und Abkürzungsverzeichnis

Formelzeichen	Einheit	Beschreibung
a	–	Anzahl paralleler Zweige
A	kA/m	Strombelag
A	m ²	Querschnittsfläche
A_{Cu}	m ²	Kupferfläche
A_{L}	m ²	Leiterfläche
A_{N}	m ²	Nutfläche
B	T	Magnetische Flussdichte
B_{R}	T	Remanenzflussdichte
\hat{B}	T	Amplitude mag. Flussdichte im Luftspalt
B_{δ}	T	magnetische Flussdichte im Luftspalt
b_{N}	mm	Nutbreite
b_{sk}	mm	Schrägbreite
b_{z}	mm	Zahnbreite
c	m/s	gemittelte Geschwindigkeit der Luft
\hat{C}_{F}	–	dimensionsloser Schubbeiwert
\hat{C}_{M}	–	dimensionsloser Momentenbeiwert
\hat{C}_{P}	–	dimensionsloser Leistungsbeiwert
C_{S}	VA·min/m ³	Essonsche Ausnutzungsziffer
D	m	Propellerdurchmesser
d_{seg}	mm	Segmentierungsdicke der Bleche
d_{si}	m	Bohrungsdurchmesser
E	–	Gleitzahl
E_{kin}	J	kinetische Energie

Formelzeichen	Einheit	Beschreibung
F_A	N	Auftriebskraft
F_S	N	Schubkraft Propeller
f_S	Hz	Statorfrequenz
F_W	N	Widerstandskraft
H_M	A/m	äußeres Magnetfeld
H_δ	A/m	magnetische Feldstärke im Luftspalt
h_{ban}	mm	Bandagenhöhe
h_N	mm	Nuthöhe
h_M	mm	Magnethöhe
h_R	mm	Statorjochhöhe
I	Ns	Impuls
I_N	A	Nennstrom
I_S	A	Strangstrom
J	–	Fortschrittsgrad
J	A/m ²	Stromdichte
J_M	T	magnetische Polarisation
k	–	Anzahl der Schichten je Nut
k_d	–	Zonenfaktor
k_p	–	Sehnungsfaktor
k_{sk}	–	Schrägungsfaktor
k_W	–	Wicklungsfaktor
L_d	mH	d-Achsen Induktivität
L_q	mH	q-Achsen Induktivität
l_i	mm	effektive Motorlänge
M	Nm	mechanisches Drehmoment
M_e	Nm	elektromagnetisches Drehmoment
m	–	Strangzahl
\dot{m}_{Luft}	kg/s	Massenstrom der Luft
N_C	–	Windungen je Nut je Schicht
N_S	–	Strangwindungszahl

Formelzeichen	Einheit	Beschreibung
n	1/min	Drehzahl
Nu	–	Nußelt-Zahl
p	–	Polpaarzahl
P_{mech}	kW	mechanische Leistung
P_e	kW	elektrische Leistung
Pr	–	Prandtl-Zahl
Q	–	Nutzahl
\dot{Q}	W	Wärmestrom
q	–	Bruchlochzahl
R_M	A/(Vs)	magnetischer Widerstand
R_r	m	Rotorinnenradius
R_{th}	K/W	thermischer Widerstand
S_N	kVA	Scheinleistung
Ta	–	Taylor-Zahl
t	s	Zeit
U_{Bus}	V	Busspannung des Umrichters
U_{LL}	V	Leiter-Leiter-Spannung
U_N	V	Nennspannung
U_p	V	Polradspannung
U_S	V	Strangspannung
u_r	m/s	Rotorumfangsgeschwindigkeit am Außenradius
u_u	m/s	Umfangsgeschwindigkeit Außenradius des Propellers
\dot{V}	m ³ /s	Volumenstrom
v	m/s	Anströmgeschwindigkeit bzw. Fluggeschwindigkeit
v_a	m/s	Austrittsgeschwindigkeit
v_e	m/s	Eintrittsgeschwindigkeit
W	–	Spulenweite
α	W/(m ² K)	Wärmeübergangskoeffizient

Formelzeichen	Einheit	Beschreibung
ρ	kg/m ³	Dichte
η_p	–	Propellerwirkungsgrad
γ	°	Steigungswinkel des Flugzeuges
ϕ_M	Wb	magnetischer Fluss
δ	mm	effektive Luftspaltweite
μ_r	–	magnetische Permeabilität
τ_p	mm	Polteilung
τ_Q	mm	Nutteilung
$\cos \varphi_s$	–	Leistungsfaktor
β	°	Bestromungswinkel
ψ_p	Vs	Flussverkettung pro Pol
ω	1/s	Kreisfrequenz
δ_e	mm	Luftspalt
φ_e	–	Laminierungsanteil
ψ_d	Vs	Flussverkettung in der d-Achse
ψ_q	Vs	Flussverkettung in der q-Achse
ψ_M	Vs	Flussverkettung der Permanentmagnete
η	–	Wirkungsgrad der elektrischen Maschine
ΔT	K	Temperaturunterschied
λ	W / (mK)	Wärmeleitfähigkeit

1 Einleitung

1.1 Motivation

Das Anthropozän, das durch den starken menschlichen Einfluss auf Umwelt und Klima geprägt ist, kennzeichnet das 21. Jahrhundert. Eine der gravierendsten Folgen menschlichen Handelns ist die globale Erwärmung, die nicht nur die Umwelt, sondern auch die Lebensgrundlage der Menschheit bedroht. Die Verbrennung fossiler Energieträger trägt erheblich zur Erhöhung der globalen Erdtemperatur bei [1]. In Abbildung 1.1 ist die CO₂-Konzentration (in ppm $\triangleq 1 \cdot 10^{-6}$ in der Atmosphäre, gemessen am Mauna Loa (Hawaii) und Law Dome (Antarktis), gegenüber der Temperaturanomalie der Atmosphäre über den Zeitraum des Jahres 1900 bis in das Jahr 2010 aufgetragen. Es lässt sich eine Korrelation zwischen der steigenden CO₂-Konzentration und der globalen Erdtemperatur feststellen. Um den Temperaturanstieg zu begrenzen, wurden daher Maßnahmen und Reduktionsziele beschlossen, die langfristig einen Netto-Null-CO₂-Ausstoß anstreben [2]. Dies betrifft auch die Luftfahrtindustrie, die nach innovativen Lösungen sucht, um die Mobilitätsbedürfnisse nachhaltig zu erfüllen [3].

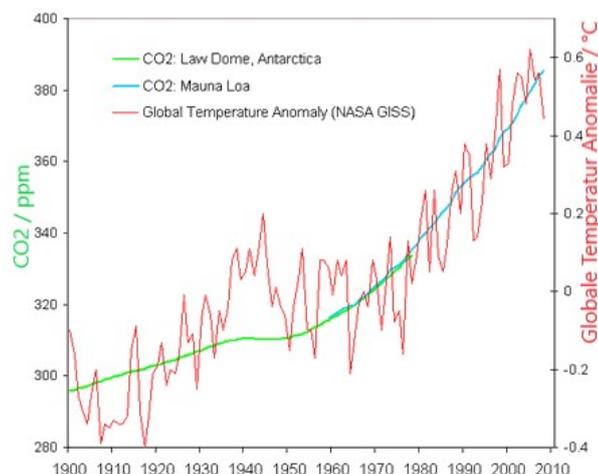


Abbildung 1.1: CO₂-Parts per million gegenüber Temperaturanomalien in der Antarktis und in Hawaii auf dem Mauna Loa [1]

Am DLR-Institut für Elektrifizierte Luftfahrtantriebe werden neuartige Antriebskonzepte untersucht. Im Rahmen dieser Forschung widmet sich meine Bachelorarbeit der Konzeption und

Simulation eines speziellen Designs der elektrischen Maschine in Verbindung mit dem Propeller [4]. Anders als bei herkömmlichen Propellersystemen, bei denen der Propeller über eine Welle und einem Getriebe mit der elektrischen Maschine verbunden ist (siehe Abbildung 1.2), umfasst die elektrische Maschine die Blätter in dem zu untersuchenden Konzept der Bachelorarbeit (siehe Abbildung 1.3). Somit sind die Propellerblätter an der Innenseite des Rotors der elektrischen Maschine befestigt.



Abbildung 1.2: Herkömmliches Design eines Propellers mit einer elektrischen Maschine und einer Welle [5]

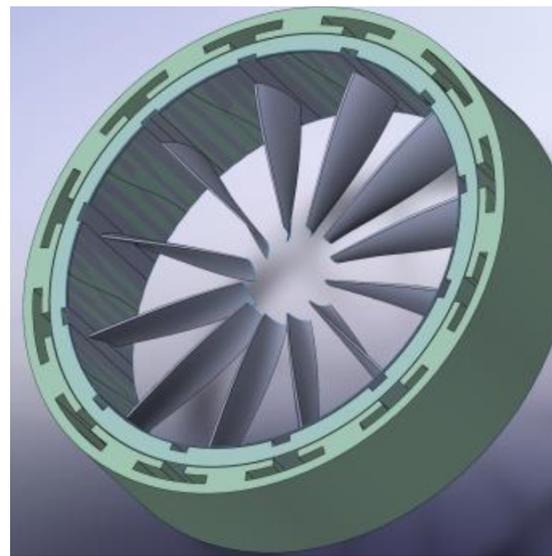


Abbildung 1.3: Prinzipielles Design eines Ringpropellers [4]

Diese Konstruktion bietet mehrere Vorteile, die im Folgenden detailliert erläutert werden. Dabei wird untersucht, inwieweit diese Motortechnik als nachhaltige Möglichkeit und Zukunftstechnologie für die allgemeine und insbesondere die elektrische Luftfahrt geeignet ist.

Ziel dieser Arbeit ist es, einen Beitrag zur Entwicklung umweltfreundlicher Flugzeugantriebe zu leisten und die technische Machbarkeit eines solchen Designs zu bewerten. Zur Veranschaulichung wird ein Antrieb bestehend aus elektrischer Maschine und Ringpropeller anhand eines konkreten Beispiels ausgelegt.

1.2 Stand der Technik

Der große Innendurchmesser ermöglicht die Erzeugung eines hohen Drehmoments, wodurch im Vergleich zu herkömmlichen Antriebssträngen kein Getriebe erforderlich ist. Der Verzicht auf ein Getriebe ermöglicht eine direkte Kraftübertragung vom Motor auf die Propellerblätter, wodurch Getriebeverluste vermieden werden. Gleichzeitig reduziert sich das Widerstandsdrehmoment, das

von der elektrischen Maschine überwunden werden muss, was die Effizienz des Antriebssystems steigert [4].

Der Innendurchmesser des Rotors wird entsprechend dem Durchmesser der Propellerblätter sowie den angestrebten Schubwerten dimensioniert. Ein größerer Propellerdurchmesser führt dabei zu einer Steigerung des erzeugten Schubs. Dies bedingt jedoch, dass der Durchmesser der elektrischen Maschine im Vergleich zu herkömmlichen Maschinen derselben Leistungsklasse relativ groß ausfällt. Dieser vergrößerte Durchmesser, sowie die vergrößerte Oberfläche bieten den Vorteil einer verbesserten Kühlung der elektrischen Maschine [4].

Da bei dieser Konfiguration der Drehschub am Außenradius des Propellers erzeugt wird, lässt sich theoretisch ein größeres Drehmoment bei gleicher Stromstärke und Masse hinsichtlich der axial benötigten Länge der elektrischen Maschine realisieren [4]. Die Bauart aus Abbildung 1.3 ermöglicht gegenüber der herkömmlichen Bauart 1.2 bei gleichen Randbedingungen einen höheren Schub. Weiterhin verursachen die näher zu der Drehachse gelegenen Propellerblattspitzen aufgrund geringerer Umfangsgeschwindigkeiten weniger Lärmemissionen [4].

Grundsätzlich lässt sich ein Ringmotor mit vielen verschiedenen Motortopologien auslegen. In [4] und [6] wurden für einen Ringpropeller verschiedene Motortypen getestet, unter anderem eine Induktionsmaschine und eine Synchronreluktanzmaschine. Zwar weisen beide Maschinen einen akzeptablen elektromagnetischen Wirkungsgrad sowie eine hohe zu erreichende Drehzahl auf, haben jedoch aufgrund des relativ großen Luftspalts und der radial benötigten Höhe des Motors einen schlechten aerodynamischen Wirkungsgrad [4]. Dies gilt auch für Axialflussmaschinen, die mit zunehmender Leistung ebenfalls an radialer Höhe gewinnen. Die Permanentmagnet-Synchronmaschine, kurz PMSM, wird von vielen Autoren [4], [7], [6], [8] als die geeignetste Topologie für diese Anwendung angesehen. In der Tabelle 1.1 wurden verschiedene Motorarten bezüglich bestimmter Faktoren wie Wirkungsgrad und Gewicht bewertet. Obwohl diese Bewertungsmatrix ursprünglich für Automobile konzipiert wurde, sind bestimmte Kriterien, wie etwa die gravimetrische Leistungsdichte auf die Luftfahrttechnik übertragbar, da in beiden Bereichen ähnliche Anforderungen bestehen. Andere Faktoren wie etwa die Kosten, spielen hingegen in der Luftfahrt eine geringere Rolle.

Ein zentraler Vorteil der PMSM liegt in ihrer hohen Drehmomentdichte sowie ihrem exzellenten Wirkungsgrad, insbesondere bei einer sehr kompakten radialen Bauweise. Diese kompakte Konstruktion ist maßgeblich für einen verbesserten aerodynamischen Wirkungsgrad verantwortlich. Bei PMSM befinden sich in der Regel Permanentmagnete auf oder innerhalb des Rotors, die ein konstantes Magnetfeld erzeugen. In dem Stator befinden sich Elektromagnete, die ein Drehfeld erzeugen. Durch die Interaktion dieser beiden Felder wirkt eine Kraft auf den Rotor und dieser wird in Rotation versetzt. Ein weiterer Vorteil dieser Bauart ist, dass die Permanentmagnete bei feinsegmentierter Ausführung vergleichsweise geringe Verluste im Rotor verursachen. Die Hauptverluste und damit auch die primäre Wärmeentwicklung treten stattdessen im Stator auf, insbesondere in den Wicklungen und im Statorblech. Dies ermöglicht eine einfachere Handhabung der Kühlung der elektrischen Maschine.

Um eine hohe Drehmomentdichte und eine Gewichtsreduktion für eine PMSM zu realisieren, wird häufig ein Halbach-Array im Rotor vorgeschlagen. Die Magnete sind auf der Oberfläche des Rotors so angeordnet, dass die Magnetfelder im Rotor sich gegenseitig auslöschen und im Luftspalt verstärken [4]. Durch diese Anordnung kann ggf. das Rotorblech reduziert oder gar weggelassen

	Gleichstrommaschine	Asynchronmaschine	Fremderregte Synchronmaschine	Dauermagneterregte Synchronmaschine	Geschaltete Reluktanzmaschine	Transversalflussmaschine
Wirkungsgrad	-/+	+	+	++	+	++
Maximale Drehzahl	--	++	+	++	++	--
Volumen	-	+	+	++	+	+
Gewicht	-	+	+	++	-	+
Kühlung	--	+	+/-	++	++	+
Fertigungsaufwand	-	++	+/-	+	++	+/-
Kosten	+	++	+	+	++	-

Legende:

++	Sehr positiv
+	Positiv
+/-	Mittelmäßig positiv
-/+	Mittelmäßig negativ
-	Negativ
--	Sehr negativ

Tabelle 1.1: Bewertungsmatrix verschiedener Motortopologien für die Automobilindustrie [9]

werden, was die Masse des Motors senkt [6]. Aufgrund hoher Umfangsgeschwindigkeiten und dadurch hohe auftretende Zentrifugalkräfte ist die Befestigung der Oberflächenmagneten eine Herausforderung. Dies geschieht beispielsweise mit Bandagen, die allerdings den effektiven magnetischen Luftspalt vergrößern [10].

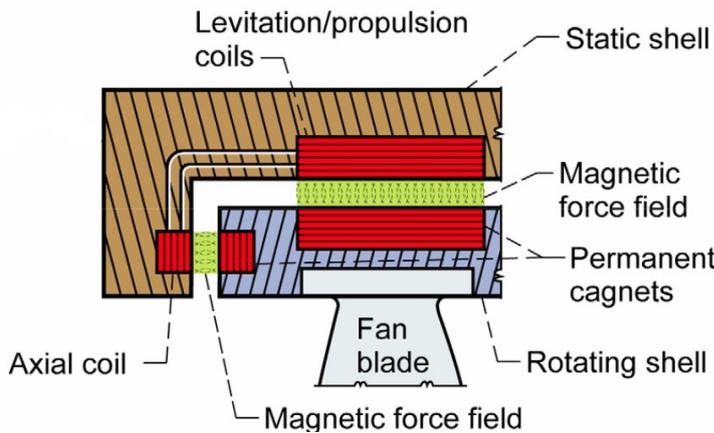
Eine Alternative ist der Einsatz supraleitender Elektromagnete, die höhere Stromdichten bei geringeren Verlusten ermöglichen und den Motor kompakter machen (siehe Abbildung 1.4). Allerdings erfordert dies ein aufwendiges Kühlsystem. Aufgrund des hohen Forschungs- und Entwicklungsbedarfs ist eine zeitnahe Anwendung unwahrscheinlich [11].



Abbildung 1.4: Konzept eines supraleitenden Motors mit einem Fan [11]

Ein zentraler Aspekt des Ringmotors ist die Lagerung des Systems. Durch die hohen Umfangsgeschwindigkeiten an dem Außenradius betrachten die Autoren von [6] mechanische Lager als ungeeignet. Kugellager wären durch den hohen Verschleiß in ihrer Drehzahl bei Anwendung mit langer Lebensdauer stark begrenzt. Eine Lagerung über einen Slip-Ring wurde in [7] untersucht und eignet sich ebenfalls nur für begrenzte Umfangsgeschwindigkeiten. Um hohe Umfangsgeschwindigkeiten zu realisieren, sind die besten Optionen Luftlager oder Magnetlager. In [4] wurde ein Prototyp mit einem Luftlager gebaut, welches jedoch das Gewicht des Antriebes verdoppelte. In [12] wurde ein Magnetlager theoretisch beschrieben und durch erste Experimente untersucht (siehe Abbildung 1.5). Dabei werden die Rotormagnete für die Lagerung genutzt, wobei zusätzlich zu den Spulen, die für die Erzeugung einer tangentialen Kraft und somit der Drehbewegung verantwortlich sind, passive Spulen im Stator integriert sind. Diese bewirken, dass das System ab einer kritischen Drehzahl in einen Schwebезustand übergeht. Vor Erreichen dieser Drehzahl ist der Rotor auf ein Hilfssystem angewiesen, das als Fanglager realisiert wird. Zur axialen Lagerung sind Permanentmagnete am Rotor sowie Spulen im Stator vorgesehen. Ein Vorteil dieses Ansatzes ist die Stabilität des Systems ab der kritischen Drehzahl, wodurch laut den Autoren keine Regelung erforderlich ist. Das kontaktfreie Lager ist zusätzlich wartungsarm. Die praktische Umsetzung mit einem geringen Leistungsgewicht erfordert jedoch umfangreiche Entwicklungsarbeit.

Konzepte, wie gegenläufige Propeller können mit Ringmotoren und insbesondere mit einer PMSM aufgrund ihrer axialen Kürze leicht realisiert werden [8] siehe Abbildung 1.6. Weitere Propellerentwürfe, wie das Propfantriebwerk (Abbildung 1.7) sind ebenfalls denkbar. Hier wird die elektrische Maschine als Außenläufer ausgeführt. Dieses Konzept hat den Vorteil, dass die



Begriff	Übersetzung
Levitation/propulsion coils	Schwebe-/Antriebsspulen
Static shell	Gehäuse
Permanent magnets	Permanentmagnete
Rotating shell	rotierende Hülse
Fan blade	Rotorblätter

Abbildung 1.5: mögliches Lagerungskonzept eines Ringmotors [12]

Umfangsgeschwindigkeiten des Rotors niedriger ist. Dies vereinfacht die mechanische Befestigung der Permanentmagnete und vereint die Vorteile des oben beschriebenen Ringpropellers, wie z. B. eine größere Kühloberfläche. Gleichzeitig könnte sich im Hohlraum des Motors ein zweiter Ringmotor befinden, der einen Ventilator antreibt, welcher z. B. den Wärmetauscher kühlt.



Abbildung 1.6: Konzept eines gegenläufigen Propellers in ringförmiger Ausführung [4]



Abbildung 1.7: Propfantriebwerk mit gegenläufigen Propellern [13]

Konzepte, die auf der Hintereinanderschaltung mehrerer Ringpropeller basieren, bieten ein erhebliches Potenzial zur Erhöhung der Schubkraft. Ihre praktische Umsetzung ist jedoch bislang noch unzureichend untersucht. Abschließend sei gesagt, dass die Skalierbarkeit des Systems noch nicht bekannt ist, wodurch derweil allgemein auf verteilte Antriebe gesetzt wird [4].

1.3 Struktur der Arbeit

Einleitend wurde auf den nötigen Handlungsbedarf in der Luftfahrttechnik zur Reduktion von Emissionen verwiesen. Dabei wurde das Konzept eines Ringpropellers vorgestellt, unter Berücksichtigung der Auswahl einer elektrischen Maschine. Anschließend werden die Grundlagen eines Propellers sowie ein Flugprofil erläutert, womit eine Größenabschätzung der elektrischen Maschine getätigt werden kann.

Weiter erfolgt eine analytische Vorauslegung der elektrischen Maschine unter Betrachtung der elektromagnetischen Zusammenhänge. Mit diesem Design findet dann eine numerische Berechnung der elektrischen Maschine mit Optimierung grundlegender Geometrieparameter statt.

Aus den resultierenden Verlusten, die aus der numerischen Berechnung gewonnen werden, erfolgt eine grobe Validierung der elektrischen Maschine bezüglich der Kühlung. Zusammenfassend werden wichtige Motordaten im Zusammenhang mit dem Flugprofil angegeben und ein Entwicklungsausblick wird getätigt.

2 Aerodynamische Betrachtungen

2.1 Einführende Betrachtung zur Schubkraft

Um ein Luftfahrzeug in der Atmosphäre zu bewegen, braucht es eine Auftriebskraft, welche die Gewichtskraft kompensiert. Liegt eine Druckdifferenz an den angeströmten Flügeln vor, entsteht diese Auftriebskraft. Für eine stetige Anströmung der Flügel benötigt das Flugzeug einen Vortrieb. Dieser wird durch die Impulswirkung I erzielt, indem eine Luftmasse m_{Luft} entgegengesetzt der Flugrichtung mit dem Geschwindigkeitsunterschied c beschleunigt wird. Diese erzeugte Kraft wird auch Schubkraft genannt und sämtliche Luftfahrtantriebe, ob Propeller oder Strahltriebwerk nutzen dieses Impulsprinzip [14].

$$F_S = \dot{I} = \dot{m}_{\text{Luft}} \cdot (v_a - v_e) \quad (2.1)$$

Somit ist die Schubkraft abhängig von der Geschwindigkeitsänderung, das heißt der Austrittsgeschwindigkeit v_a minus der Eintrittsgeschwindigkeit v_e und dem Massenstrom \dot{m}_{Luft} . Aus dieser Gleichung lässt sich erkennen, dass eine positive Schubkraft nur zu erzeugen ist, wenn die Austrittsgeschwindigkeit größer als die Eintrittsgeschwindigkeit ist.

Wie bereits erwähnt nutzen Propellertriebwerke als auch Strahltriebwerke das Prinzip des Impulses. Ein Propellerantrieb generiert die Schubkraft hauptsächlich aus einem großen Massenstrom, hingegen beschleunigen Strahltriebwerke die Luft auf eine höhere Austrittsgeschwindigkeit bei einem kleineren Massenstrom. Wie aus Abbildung 2.1 zu entnehmen, ist es bis zu einer bestimmten Geschwindigkeit effizienter einen hohen Massenstrom zu wählen, da die aufzubringende Energie linear mit diesem steigt, währenddessen eine Steigerung der Geschwindigkeit einen quadratischen Energiebedarf verursacht. Dies erkennt man aus der Integration des Impulses über die Geschwindigkeitsänderung, welche die kinetische Energie ergibt.

$$E_{\text{kin}} = \int I \, dc = \frac{m_{\text{Luft}} \cdot c^2}{2} \quad (2.2)$$

2.2 Herkömmliche Triebwerksarten

Abbildung 2.1 stellt den Vortriebswirkungsgrad in Abhängigkeit von der Mach-Zahl, also der Fluggeschwindigkeit, für verschiedene Antriebskonzepte dar.

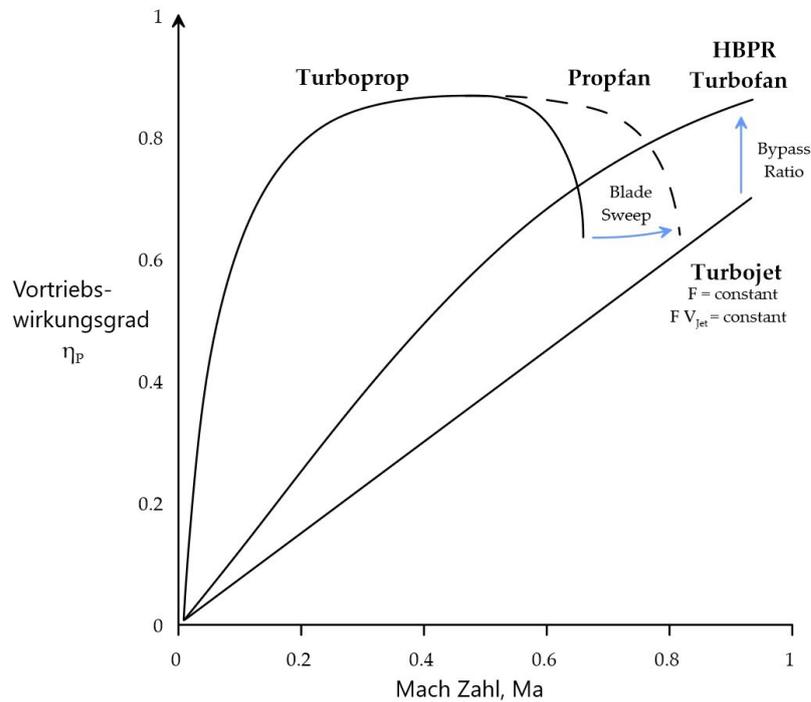


Abbildung 2.1: Vortriebswirkungsgrad verschiedener Luftfahrtantriebe [15]

Der Turboprop, welcher hinsichtlich der Wirkungsweise das Äquivalent zu einem Propellerantrieb mit elektrischer Maschine ist, erzeugt rund 90 % des Schubs und die restlichen 10 % über eine Gasturbine. Diese stellt hauptsächlich die Wellenleistung für den Propeller bereit. Wegen Effekten wie Strömungsabriss an den Blattspitzen und eines hohen aerodynamischen Widerstandes bei zu hohen Umfangsgeschwindigkeiten der Propellerblätter ist ein Einsatz bei ca. Mach 0,6 sinnvoll. Die Machzahl ist der Quotient aus der Fluggeschwindigkeit bezogen auf die vorherrschende Schallgeschwindigkeit.

Der Turbojet ist ein einfaches Strahltriebwerk, welches Anwendung beispielsweise in Kampfflugzeugen findet und spielt seine Vorteile erst bei sehr hohen Fluggeschwindigkeiten aus. Durch mehrere hintereinandergeschaltete Axialverdichterstufen ist ein deutlich höherer Druckunterschied bei hohen Fluggeschwindigkeiten realisierbar, als mit Propellern.

Ein Turbofan ist ein Zweistrahltriebwerk. Ein sogenannter Fan sitzt vor dem Kerntriebwerk und teilt den einströmenden Luftstrom in einen Mantelstrom um das Kerntriebwerk und einen Massenstrom durch das Kerntriebwerk auf. Hier nutzt man hauptsächlich den Massenstrom durch das Kerntriebwerk zur Bereitstellung der Wellenleistung, während der Mantelstrom mit rund 80 % den größten Teil zur Schubkraft liefert. Diese Triebwerke sind am effizientesten bei herkömmlichen Reisegeschwindigkeiten von 0,8 bis 0,9 Mach und finden in fast allen größeren Verkehrsflugzeugen Anwendung.

Propfans ähneln in ihrer Bauweise stark den Turboprop-Triebwerken, wobei ein großer Unterschied im Nebenstromverhältnis (Bypass ratio) besteht. Mit 20:1 ist dieses kleiner als jenes eines Turboprops, jedoch fällt es höher aus als das eines Turbofans. Das Nebenstromverhältnis ist

hier der Massenstrom um die Propellerblätter bezogen auf den Gesamtmassenstrom durch die Gasturbine. Prinzipielle Unterschiede zum Turboprop treten nur sichtbar in der Befestigung der Propellerblätter auf, welche hinter der eigentlichen Gasturbine befestigt sind (siehe Abbildung 1.7). Die Befestigung hinter der Gasturbine ist nicht zwingend nötig [16].

2.3 Grundgleichungen des Propellers

Die Idee bei der Konzeption des elektrischen Antriebsstrangs für Luftfahrzeuge besteht darin, einen Propeller zur Erzeugung der Schubkraft einzusetzen, wobei die Gasturbine durch eine elektrische Maschine ersetzt wird, die das benötigte Drehmoment bereitstellt. Bisherige Entwürfe basieren durchweg auf einem Propeller, der auf einer Welle montiert ist, die durch eine elektrische Maschine angetrieben wird. Trotz des Entfallens einer Welle bei einem Ringpropeller bleibt der grundlegende strömungsmechanische Ansatz zur Dimensionierung der Propellerblätter gleich. Dem ist so, da die Aerodynamik der Propellerblätter hauptsächlich von Parametern wie Anströmwinkel, Blattprofil, Auftriebs- und Widerstandsbeiwerten, Umfangsgeschwindigkeit und der Anströmgeschwindigkeit abhängt. Der Unterschied liegt hauptsächlich in der mechanischen Umsetzung beider Konzepte.

Die Kraft, die ein Propeller auf das Medium Luft ausübt, lässt sich mit der Blattelementtheorie berechnen. Unter Verwendung dieser wurden in [7] und [8] spezifische Geometrien von Ringpropellern berechnet und mit herkömmlichen Propellern verglichen. Die analytisch ermittelten Werte, basierend auf der Blattelementtheorie, konnten durch Messungen an einem experimentellen Aufbau für einen Ringpropeller mit guter Genauigkeit validiert werden.

In dieser Arbeit wurde die Blattgeometrie "MH 116 9.8 %, Re=500.000" gewählt [17], welche für Umfangsgeschwindigkeiten bis Mach 0,6 geeignet ist.

Die Schubkraft des Propellers lässt sich über den Fortschrittsgrad J , welcher das Verhältnis zwischen Anströmgeschwindigkeit v zur reduzierten Umfangsgeschwindigkeit ist (siehe Formel (2.4), der Dichte ρ , der Drehzahl n , dem Durchmesser D des Propellers und dem dimensionslosen Schubkoeffizienten \hat{C}_F (siehe Formel (2.3)) berechnen.

$$F_S = \hat{C}_F \cdot J^2 \cdot \rho \cdot n^2 \cdot D^4 \quad (2.3)$$

$$J = \frac{v}{n \cdot D} \quad (2.4)$$

Analog lässt sich das Drehmoment M an der Welle beschreiben, wobei der dimensionslose Momentenbeiwert \hat{C}_M ebenfalls mit der Blattelementtheorie ermittelt wird.

$$M = \hat{C}_M \cdot J^2 \cdot \rho \cdot n^2 \cdot D^5 \quad (2.5)$$

Mithilfe der bekannten Gleichung für die Wellenleistung lässt sich die erforderliche Eingangsleistung bestimmen, die dem Propeller zugeführt werden muss, um eine vorgegebene Schubkraft zu erzeugen.

$$P_{\text{mech}} = 2 \cdot \pi \cdot M = \hat{C}_P \cdot J^2 \cdot \rho \cdot n^3 \cdot D^5 \quad (2.6)$$

$$\hat{C}_P = 2 \cdot \pi \cdot \hat{C}_M \quad (2.7)$$

Der Propellerwirkungsgrad ergibt sich schließlich zu:

$$\eta_P = \frac{F_S \cdot v}{P_{\text{mech}}} = \frac{\hat{C}_F}{\hat{C}_P} \cdot J \quad (2.8)$$

Prinzipiell gibt es verschiedene Betriebsarten des Propellers. So gibt es Betriebsarten von Propellern, bei denen die Rotorblätter entweder verstellbar, teil verstellbar oder starr sind. Verstellbar bedeutet, der Winkel der Rotorblätter (Blattwinkel) kann während des Betriebs angepasst werden (siehe Abb. 2.2). Es gilt stets ein Optimum für den Blattwinkel (Englisch: blade sweep) zwischen einem akzeptablen Strömungswiderstand und einer nötigen Schubkraft zu finden, sodass der Propellerwirkungsgrad maximal ist.

Der nicht verstellbare Propeller ist nur für einen Betriebspunkt ausgelegt und hat somit relativ schlechte Wirkungsgrade außerhalb des Betriebspunktes. Mit der Blattwinkelverstellung kann man einen breiteren Anströmungsgeschwindigkeitsbereich mit einem sehr guten Propellerwirkungsgrad abdecken, man wandert entlang der Kennlinien.

Für niedrigere Fluggeschwindigkeiten ergibt sich dann ein flacherer Anstellwinkel und für höhere ein größerer. Bei fast allen Verkehrspropellerflugzeugen findet dies Anwendung, nur bei Segelflugzeugen oder sonstigen leistungsschwächeren Luftfahrzeugen wird dies wegen den höheren Kosten und der größeren Komplexität nicht realisiert.

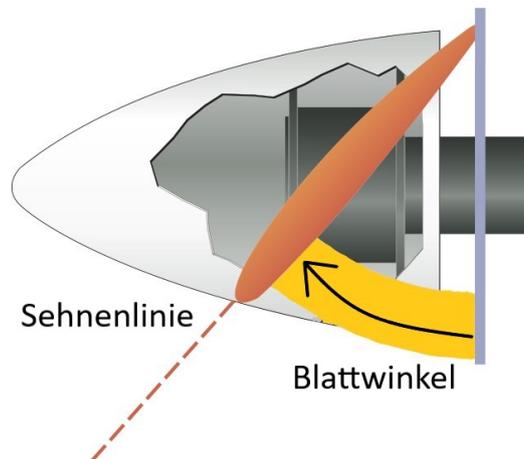


Abbildung 2.2: Veranschaulichung des Blattwinkels eines Propellers [18]

2.4 Überlegungen zur Drehzahländerung unter Nutzung einer elektrischen Maschine

Turboprop-Maschinen arbeiten mit einem veränderbaren Anstellwinkel und einer konstanten Drehzahl. Mit einer elektrischen Maschine kann die Drehzahl variabel gefahren werden. Aufgrund dieser Möglichkeit, ergibt sich die Frage, ob mit einer Anpassung der Drehzahl der Wirkungsgrad des Propellers verbessert werden kann oder ob die Änderung eine nicht signifikante Verbesserung bewirkt. Der Drehzahlbereich wird durch die Begrenzung der maximal zulässigen Umfangsgeschwindigkeit sowie den abnehmenden Wirkungsgrad bei niedrigerer Umfangsgeschwindigkeit gewählt. Weitere Untersuchungen sind erforderlich, um zu klären, ob durch eine variable Drehzahlführung Effizienzsteigerungen erzielt werden können, wobei die gesteigerte Komplexität in die Betrachtung einbezogen werden muss. Da es sich hierbei um ein relativ neues Forschungsgebiet handelt, wurde im Rahmen dieser Arbeit von einer konstanten Drehzahl ausgegangen.

2.5 Dimensionierung des Propellers

Wie aus Kapitel 2.3 mit Formel (2.3) zu erkennen ist, kann man mit einer Steigerung der Propellerumfangsgeschwindigkeit die Schubkraft erhöhen. Um Effekte wie Stoßwellen, hohe Lärmentwicklung und Strömungsabriss sinnvoll zu begrenzen, legt man die Propellerblattspitzenumfangsgeschwindigkeit im Bereich von Mach 0,6 bis 0,8 aus. Mit Gleichung 2.9 lässt sich der optimale Durchmesser bei bekannter konstanter Drehzahl abschätzen. Dieser ist jedoch mitunter nicht immer erreichbar, z. B. durch Konstruktionseinschränkungen.

$$D = \frac{0,8 \cdot Ma}{\pi \cdot n} \quad (2.9)$$

Aus Konstruktionsanforderungen wurde ein Durchmesser von $D = 1$ m gewählt und eine konstante Propellerdrehzahl von $n = 3000$ 1/min. Somit ergibt sich folgende Umfangsgeschwindigkeit u_u .

$$u_u = \pi \cdot n \cdot D = \pi \cdot 3000 \frac{1}{\text{min}} \cdot 1 \text{ m} \approx 157 \frac{\text{m}}{\text{s}}$$

Diese entspricht ungefähr einer Umfangsgeschwindigkeit am Außenradius von $u_u = 0,5$ Ma. Die Geschwindigkeit ist etwas niedriger als die angestrebte, soll jedoch aufgrund der mechanischen Festigkeit der Rotorkomponenten zunächst beibehalten werden.

Um die strömungsmechanischen Eigenschaften des Propellers besser abzuschätzen und die erforderlichen Werte wie das Drehmoment für die elektrische Maschine zu bekommen, habe ich das Simulationsprogramm JavaProp verwendet, welches für verschiedene Blattgeometrien mithilfe der Blattelementtheorie 2-D Probleme löst [17]. Hierbei erhält man die dimensionslosen Schub- und Momentenbeiwertkennlinien und die daraus resultierenden Schubkräfte und einzuprägende Momente. Einzustellende Parameter sind Blattanzahl, die Drehzahl, der Durchmesser D, die Anströmgeschwindigkeit und die Nabe des Propellers, welche bei dieser Untersuchung aufgrund des Designs entfällt. Als letzte Vorgabe kann man die einzuprägende Leistung bzw. Moment oder die

resultierende Schubkraft einstellen. Das Programm wählt den optimalen Propelleranstellwinkel, um den bestmöglichen Wirkungsgrad zu erhalten. Der Propelleranstellwinkel vergrößert sich mit zunehmender Anströmgeschwindigkeit. Die Anströmgeschwindigkeit v und die benötigte Schubkraft F erhält man aus einem Flugprofil (siehe Abbildung 2.4).

Zur Veranschaulichung und zur Auslegung der elektrischen Maschine wird ein Flugzeug mit einem möglichen Flugprofil (siehe Abbildung 2.3) ausgewählt, welches schlussendlich die benötigten Parameter für die Dimensionierung der elektrischen Maschine vorgibt. Als Luftfahrzeug wurde das Turboprop-Flugzeug Dash 8Q-300 vom Bombardier Aerospace gewählt. Dieses ist ein Kurz- bis-Mittelstreckenflugzeug und kann ca. 50 Personen transportieren. Das Flugzeug ist in der Turboprop-Konfiguration mit zwei Triebwerken ausgestattet. Für das Szenario der Elektrifizierung wird angenommen, dass eine Strategie mit verteilten Antrieben verfolgt wird, bei der sechs Antriebseinheiten verwendet werden. Die Daten zur Berechnung eines möglichen Flugprofils sowie die Flugzeugdaten wurden aus [19] und [20] genommen. In Abbildung 2.3 ist der Verlauf eines Flugprofils dargestellt, wobei die einzelnen Steigflüge durch verschiedene Geschwindigkeiten sowie Steigungswinkel des Flugzeuges gekennzeichnet sind. Der Reiseflug wurde hier verkürzt dargestellt. Eine detaillierte Untersuchung des Reiseflugs über längere Zeiträume, einschließlich des Sinkflugs und der Landephase, wurde nicht durchgeführt, da diese Phasen für die Auslegung der elektrischen Maschine, hinsichtlich der Maximalleistung, nicht entscheidend sind. Wird der Wartungsaufwand und die Langlebigkeit des Motors betrachtet, müssen alle Flugphasen beachtet werden.

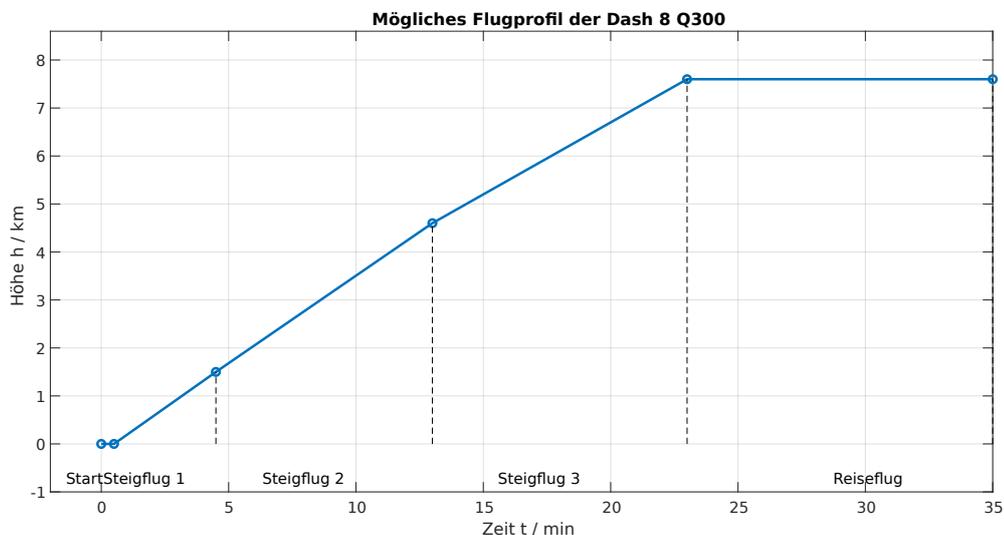


Abbildung 2.3: Flugprofil der Startflugphase

Es soll hier exemplarisch für alle Flugphasen anhand des Steigflug 1 das Vorgehen zur Berechnung des Moments beschrieben werden. Die Schubkraft, die ein Propeller liefern muss, wird mithilfe folgender Gleichung 2.11 abgeschätzt. Die Gleitzahl E ist das Verhältnis von Auftriebskraft F_A und Widerstandskraft F_W . Diese hängt von der Flugzeuggeometrie ab und wurde mithilfe von [19] berechnet. Der Steigungswinkel γ ist der Winkel, mit der das Flugzeug steigt bzw. sinkt, das heißt bei dem Reiseflug beträgt $\gamma = 0^\circ$. Eine genauere Berechnung zur Gleitzahl und zu dem Steigungswinkel, findet man in der Literatur [19].

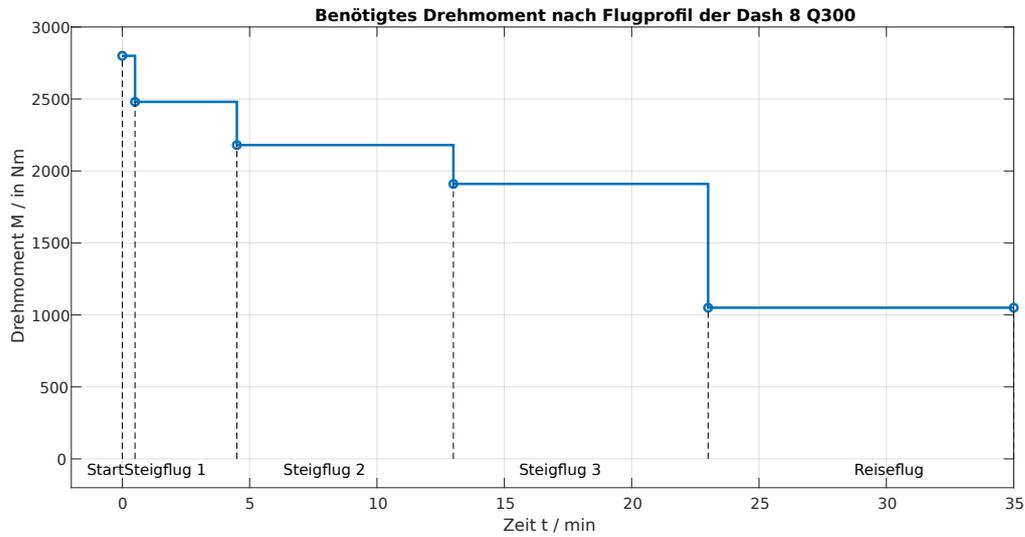


Abbildung 2.4: Zu leistendes mechanisches Drehmoment über die einzelnen Flugphasen

$$F_S = \frac{1}{6} \cdot m \cdot g \cdot \left(\frac{1}{E} + \sin \gamma \right) \quad (2.10)$$

$$E = \frac{F_A}{F_W} \quad (2.11)$$

$$(2.12)$$

Die Schubkraft pro Ringpropeller ergibt sich für den Steigflug 1, mit der Masse des Flugzeuges $m = 18640 \text{ kg}$, der Gleitzahl $E = 11,05$ und dem Steigungswinkel $\gamma = 4,5^\circ$ zu:

$$F_S = \frac{1}{6} \cdot 18640 \text{ kg} \cdot 9,81 \frac{\text{m}}{\text{s}^2} \cdot \left(\frac{1}{11,05} + \sin 4,5^\circ \right) \approx 5149 \text{ N}$$

Geben Sie die Entwurfsdaten ein und wählen Sie dann 'Entwurf'.

Propeller Name: Dash 8 Q300

Blattzahl B: 5 [-]

Drehzahl rpm: 3000 [1/min]

Durchmesser D: 1 [m]

Spinner Durchm. Dsp: 0 [m]

Geschwindigkeit v: 72 [m/s]

Schub T: 5149 [N]

Manteltiefe: 60.000 [-]

Mantelwinkel: 0 [°]

Mantelschraube breite Spitze offene Nabe

Propeller			
v/(nD)	1,44	v/(GR)	0,458
Wirkungsgrad η	47,613 %	Belastung	sehr hoch
Schub T	5.149,45 N	Ct	1,6413
Leistung P	778,69 kW	Cp	4,9638
Drehmoment Q	2,48 kNm	Cs	1,0452
β at 75%R	56,9°	Steigung H	3,61 m

Abbildung 2.5: Eingabe der Parameter in JavaProp für Steigflug 1

In JavaProp wurde die passende Propellergeometrie eingestellt und die Schubkraft F als Bedingung vorgegeben (siehe Abbildung 2.5). Die Umgebungsbedingungen wurden nach Tabelle 2.1 eingestellt.

Segment	Höhe in m	Temperatur in °C	Luftdichte in kg/m ³	kin. Zähigkeit in m ² /s	Schallgeschw. in m/s
Start	0	15	1,221	0,000014607	340
Steigflug 1	1000	8,5	1,255	0,000014000	335
Steigflug 2	3000	-4,5	1,316	0,000013000	328
Steigflug 3	6000	-24	1,422	0,000011550	316
Reiseflug	7600	-34	1,461	0,000010600	310

Tabelle 2.1: Parameter zu den einzelnen Flugsegmenten für JavaProp [19], [21], [22], [23]

Schlussendlich erhält man für den Steigflug 1 den Wirkungsgrad, womit man die Eingangsleistung mit Formel (2.13) berechnen kann:

$$P_{\text{mech}} = \frac{F_S \cdot v}{\eta_p} = \frac{5149 \text{ N} \cdot 72 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{0,476} \approx 780 \text{ kW} \quad (2.13)$$

$$M = \frac{P_{\text{mech}}}{2 \cdot \pi \cdot n} = \frac{780 \text{ kW}}{2 \cdot \pi \cdot 3000 \frac{1}{\text{min}}} = 2,48 \text{ kNm} \quad (2.14)$$

Damit erhält man den Wirkungsgrad, die Eingangsleistung für den Propeller sowie das erforderliche Drehmoment, welches in Tabelle 2.2 für jedes Flugsegment angegeben ist. In Abbildung 2.4 ist das einzuprägende Moment für den Propeller über die Flugphasen dargestellt.

Aus den Daten ist zu erkennen, dass mit zunehmendem Steigungswinkel der benötigte Schub stark ansteigt und somit die benötigte Eingangsleistung. Deswegen wurde in dem Segment des Steigflug 1 nur $\gamma = 4,5^\circ$ gewählt, anstelle von $\gamma = 7,3^\circ$ wie das normale Flugprofil des

Segment	$v/\frac{\text{m}}{\text{s}}$	$\gamma/^\circ$	$E/-$	F_S/N	$\eta_p/\%$	P/kW	M/kNm
Start	57	0	-	-	-	800	2,800
Steigflug 1	72	4,5	11,05	5149	47,6	780	2,483
Steigflug 2	108	3,2	12,52	4136	65,3	685	2,180
Steigflug 3	108	2,7	12,52	3870	69,4	600	1,910
Reiseflug	153	-	16,65	1830	85,6	330	1,050

Tabelle 2.2: Leistungsdaten über die einzelnen Flugsegmente erzeugt mit JavaProp [17]

Flugzeugs es vorsieht, siehe Quelle [20]. Für größere Steigungswinkel bei den Steigflugphasen ist eine deutliche Überdimensionierung der elektrischen Maschine erforderlich, da in diesen Betriebszuständen ein höherer Schubbedarf besteht als im Reiseflug sowie der Wirkungsgrad mit steigendem Schub abnimmt.

Diesbezüglich zeigt sich, dass eine Vergrößerung des Propellerdurchmessers bei Senkung der Drehzahl, das heißt bei gleicher Umfangsgeschwindigkeit, eine deutliche Verbesserung des Wirkungsgrades während der Steigflugphasen mit sich bringt. Weitere Überlegungen dazu sind nicht Bestandteil dieser Arbeit.

Es ist erkennbar, dass während der Steigflugphasen der Wirkungsgrad des Propellers relativ gering ausfällt. Eine mögliche Verbesserung des Wirkungsgrades während der Steigflugphase könnte darin bestehen, entweder den Propellerdurchmesser zu vergrößern und die Drehzahl zu reduzieren (vgl. Propellerdurchmesser in Abhängigkeit von der Leistung in Abbildung 6.4), oder die erforderliche Leistung für die beschriebene Geometrie mit einem Propellerdurchmesser von $D = 1 \text{ m}$ zu verringern. Letzteres würde jedoch eine größere Anzahl an Antriebseinheiten bei gleicher Schubkraft erfordern.

Im Anhang, in Abbildung 6.5, wird der Propeller aus Abbildung 2.5 für den Steigflug 1 mit einem Propeller verglichen, der einen doppelt so großen Durchmesser, jedoch nur die halbe Drehzahl aufweist. Es zeigt sich, dass der Wirkungsgrad des Propellers mit größerem Durchmesser um bis zu 30 % besser ist. Dieser Vorteil des Wirkungsgrads verringert sich zwar mit fortschreitender Steigflugphase und ist während des Reiseflugs weniger signifikant, dennoch wird ersichtlich, dass eine deutlich kleinere Dimensionierung der elektrischen Maschine möglich wäre, da die Spitzenleistung um bis zu 300 kW niedriger ausfällt.

Aufgrund der anfangs gesetzten Rahmenbedingungen wird mit der Konfiguration aus Abbildung 2.5 weitergearbeitet werden. Weitere Betrachtungen zu der erforderlichen Spitzenleistung in Abhängigkeit zu der Dimensionierung des Rotors können Inhalte von weiteren Arbeiten sein.

3 Analytische Auslegung

3.1 Begründung der Wahl der Permanentmagnet-Synchronmaschine

Wie bereits in der Motivation erläutert, fiel die Wahl der elektrischen Maschine auf eine permanentmagneterregte Synchronmaschine. Aufbauend auf den zuvor genannten aerodynamischen Vorteilen werden in diesem Abschnitt die elektromagnetischen Vorzüge dieser Maschinenart betrachtet. Dazu zählen die hohe gravimetrische Leistungsdichte, die geringe Drehmomentwelligkeit, die Eignung für Hochgeschwindigkeitsanwendungen, der hohe Wirkungsgrad in Kombination mit einem hohen Leistungsfaktor sowie die kompakte Bauweise [24].

Allerdings sind auch Nachteile mit diesem Maschinentyp verbunden, wie die vergleichsweise hohen Kosten für die Permanentmagnete und das Risiko einer Entmagnetisierung, das durch übermäßige Wärmeentwicklung oder mechanische Beanspruchung, beispielsweise durch Vibrationen, entstehen kann oder durch ein starkes magnetisches Feld entgegen der Magnetisierungsrichtung der Permanentmagnete. Daher sind eine effiziente und eine zuverlässige Kühlung sowie eine gründliche Prüfung der mechanischen Belastbarkeit unerlässlich [16]. Darüber hinaus erfordert dieser Maschinentyp eine präzisere Ansteuerung und Sensorik, die bei einer Induktionsmaschine nicht in gleichem Maße notwendig wäre.

3.2 Funktionsprinzip der PMSM

Das grundlegende Funktionsprinzip einer permanentmagneterregten Synchronmaschine (PMSM) basiert auf der Erzeugung des Läuferfeldes durch Permanentmagnete anstelle einer Erregung mittels Elektromagneten. Dadurch liegt ein konstantes Erregerfeld vor, welches die Erregerverluste eliminiert und somit zu einer reduzierten Wärmeentwicklung im Rotor führt. In der Praxis kommen häufig Materialien wie Neodym-Eisen-Bor zum Einsatz, da diese eine sehr hohe Energiedichte aufweisen.

Die Speisung des Motors erfolgt über einen Umrichter, der das Ständerfeld in Abhängigkeit von der Rotorlage so regelt, dass das maximale Drehmoment pro Strom erzielt wird [25]. Bei diesem Maschinentyp befinden sich die Magnete auf der Oberfläche des Läufers, was zu einem konstanten magnetischen Luftspalt führt. Dies vereinfacht die Regelung, da die Induktivitäten der d-Achse und q-Achse, unter Vernachlässigung der Eisensättigung, nahezu gleich sind [16].

Der Rotor dreht sich mit der gleichen Drehzahl wie das Drehfeld des Stators, wobei die Ständerfrequenz f_s durch das Produkt der Rotordrehzahl n und der Polpaarzahl p des Motors bestimmt wird.

$$f_s = n \cdot p \quad (3.1)$$

Das Ständerdrehfeld erzeugt eine Kraftwirkung auf das Läufermagnetfeld, wodurch dieses synchron mitgezogen wird.

3.3 Permanentmagnete

Aufgrund der Nutzung von Permanentmagneten im Rotor, sollen hier deren Eigenschaften kurz erklärt werden. Permanentmagnete bestehen aus Materialien, bei denen die magnetischen Dipole auf subatomarer Ebene gleichmäßig ausgerichtet sind. Bei der Herstellung der Magnete sind die magnetischen Dipole zuerst beliebig ausgerichtet. Wird nun ein gerichtetes äußeres Magnetfeld H_M angelegt, was ungefähr dreimal höher ist als die Koerzitivfeldstärke, wird die Sättigungsfeldstärke H_S erreicht und die magnetischen Dipole richten sich entlang des angelegten Feldes aus. Nach Abschalten des äußeren Feldes ($H_M = 0$) verbleibt in dem Magneten die Remanenzflussdichte $B_R = J_M(H_M = 0)$. Die Polarisation J_M beschreibt die Magnetisierung der Dipole und bezieht sich auf das magnetische Moment. Sind die Magnete nun einem äußeren Magnetfeld mit der Koerzitivfeldstärke H_{CB} ausgesetzt, kann es zur Demagnetisierung kommen, was zu vermeiden ist. Diese Koerzitivfeldstärke, sowie die Remanenzflussdichte sind Funktionen der Magnettemperatur und nehmen mit steigender Temperatur ab. Die messbare resultierende magnetische Flussdichte ergibt sich aus:

$$\vec{B}_M = \mu_0 \cdot \vec{H}_M + \vec{J}_M \quad (3.2)$$

In Abbildung 3.1 ist das Verhalten der Permanentmagnete beschrieben, wobei die gestrichelte Linie der Aufmagnetisierung entspricht. Für den Arbeitsbereich ist nur der zweite Quadrant relevant.

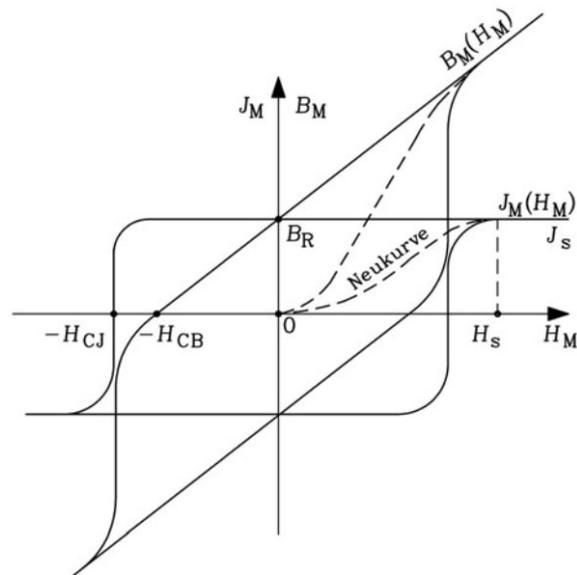


Abbildung 3.1: Hysterese-Kennlinien für hartmagnetische Werkstoffe [25]

Die hier gewählte Anordnung der Permanentmagnete ist ein sogenanntes Halbch-Array, siehe Abbildung 3.2. Dabei symbolisieren die Pfeilrichtungen die Aufmagnetisierungsrichtungen der Magnete. Mit Abbildung 3.2 erkennt man gut, wie sich die magnetische Flussdichte auf der einen Seite verstärkt und auf der gegenüberliegenden Seite auslöscht. Die erhöhte magnetische Flussdichte im Luftspalt kann zu einem höheren Drehmoment führen, wohingegen durch die Auslöschung des Magnetfeldes das Elektroblech im Rotor ggf. entfallen kann.

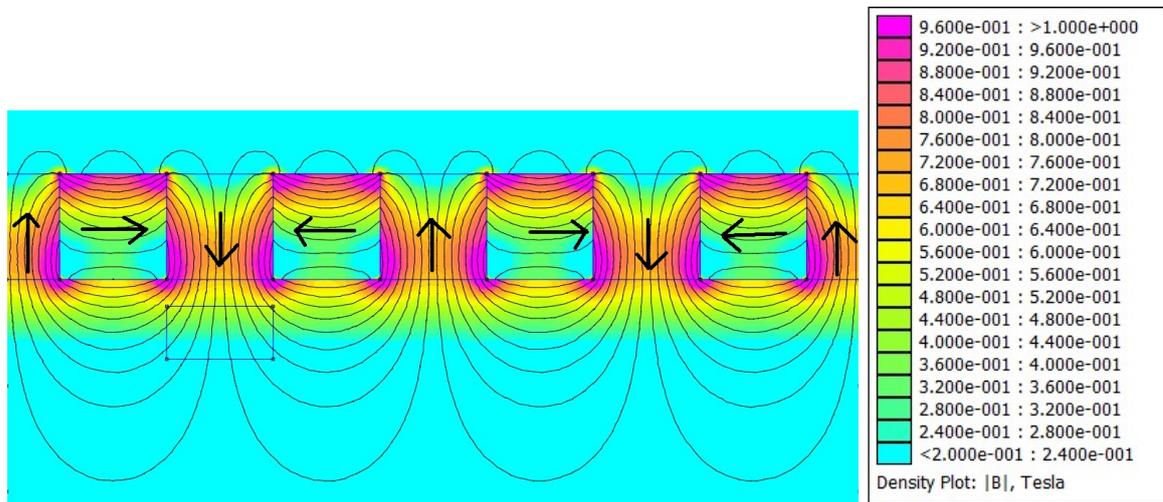
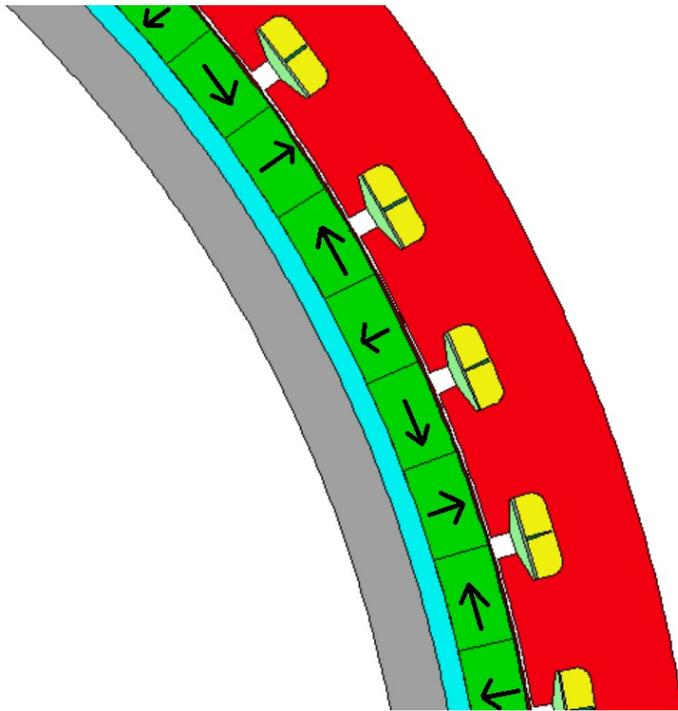


Abbildung 3.2: Prinzipdarstellung eines linearen Halbch-Arrays mit Feldlinienverlauf und Angabe der magnetischen Flussdichte, erzeugt mit FEMM

In Abbildung 3.3 sieht man die Halbch-Array-Anordnung für den ringförmigen Motoraufbau. Wie man in Tabelle 3.1 erkennt, erzeugt ein Halbch-Array keine stufenförmige magnetische



Farbe	Material
Hellblau	Rotorblech
Grün	Permanentmagnete
Grau	Rotormaterial
Gelb	Elektromagnete
Rot	Statorblech

Abbildung 3.3: Prinzipieller Motoraufbau mit ringförmigem Halbach-Array aus Ansys Motor-CAD

Flussdichte, sondern eine wellenförmige magnetische Flussdichte mit starken Überhöhungen an den Segmentübergängen. Diese haben jedoch keinen signifikanten Einfluss im Luftspalt, sodass ein trapezförmiges Magnetfeld im Luftspalt entsteht.

Die magnetische Flussdichte im Luftspalt soll, unter der Annahme einer unendlich hohen Permeabilität des Eisenmaterials ($\mu_{Fe} \rightarrow \infty$) und der Vernachlässigung von Streuflüssen abgeschätzt werden. Durch die Aufmagnetisierung der Magnete, abwechselnd in radialer und tangentialer Richtung, lässt sich die Formel (3.3) für den magnetischen Kreis nur bedingt anwenden. Um jedoch erstmal eine grobe Abschätzung für die magnetische Flussdichte im Luftspalt zu erhalten, soll mit Formel (3.3) gerechnet werden. Demzufolge soll einmal die Abschätzung unter der Vernachlässigung der tangential magnetisierten Magneten mit Formel (3.3) geschehen und einmal unter Einführung des Widerstands R_M (Formel (3.4)), um die Durchflutung durch den tangential aufmagnetisierten Magneten abzubilden.

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{s} = 2 \cdot (H_\delta \cdot \delta + H_M \cdot h_M) = \theta = 0 \quad (3.3)$$

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{s} = 2 \cdot (H_\delta \cdot \delta + H_M \cdot h_M) - R_M \cdot \phi_M = \theta = 0 \quad (3.4)$$

Nimmt man nun weiter an, dass die Magnethöhe deutlich größer als der Luftspalt ist, so gilt $B_M = B_\delta$ und dem umgestellten Durchflutungssatz nach H_δ :

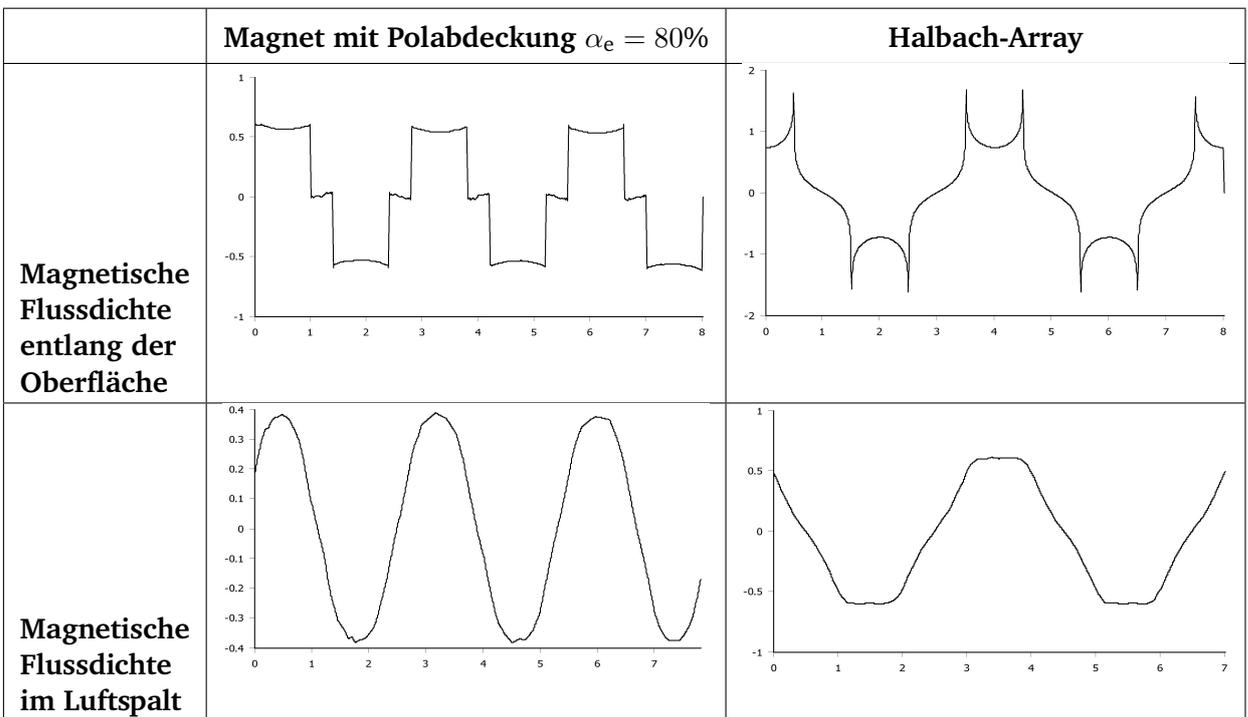


Tabelle 3.1: Prinzipskizze zum Vergleich der normal magnetischen Flussdichte Verteilung zwischen Oberflächenmagneten mit Polabdeckung $\alpha_e = 80\%$ und Halbach-Array erstellt mit FEMM; Achsenskalierung nicht identisch

$$B_\delta = -\mu_0 \cdot \frac{h_M}{\delta} \cdot H_M = B_M \quad (3.5)$$

Setzt man nun in die Gleichung für die Magnetisierungskennlinie $H_M = -\frac{\delta \cdot B_\delta}{\mu_0 \cdot h_M}$ und beachtet wieder $B_\delta = B_M$ ein, erhält man schließlich nach umstellen die magnetische Flussdichte [25].

$$B_M = B_R + \mu_M \cdot H_M \quad (3.6)$$

$$B_\delta = \frac{B_R}{1 + \frac{\delta}{h_M} \cdot \frac{\mu_M}{\mu_0}} \quad (3.7)$$

Die Formel für die magnetische Flussdichte im Luftspalt für den angepassten magnetischen Kreis leitet sich analog her. Der magnetische Widerstand leitet sich aus der Weglänge, die der halben Polteilung entspricht, durch die relative Permeabilität und den Querschnitt her.

$$B_\delta = \frac{B_R - R_M \cdot \phi_M}{1 + \frac{\delta}{h_M} \cdot \frac{\mu_M}{\mu_0}} \quad (3.8)$$

$$\text{mit } R_M = \frac{\tau_p/2}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot h_M \cdot l_i} \text{ und } \phi_M = B_M \cdot A_M = B_R \cdot h_M \cdot l_i \quad (3.9)$$

Weiterhin geben die Autoren aus [26] und [27] folgende Formel zur Berechnung der magnetischen Flussdichte im Luftspalt für ein Halbach-Array an.

$$B_{\delta, \max} = \frac{2 \cdot B_R \cdot p}{p+1} \cdot \frac{(h_M + R_r)^{p+1} - R_r^{p+1}}{(h_M + R_r + \delta)^{p+1}} \cdot \gamma \quad (3.10)$$

$$\gamma = \begin{cases} 1, & \text{für kein Rotorblech} \\ \frac{1}{1 - \left(\frac{R_r}{h_M + R_r + \delta}\right)^{2 \cdot p}}, & \text{für Rotorblech} \end{cases} \quad (3.11)$$

Wobei γ ein Faktor ist, der berücksichtigt, ob der Rotor aus Eisenblech besteht oder nicht.

Die Dimensionierung der Permanentmagnete gestaltet sich anspruchsvoll, da eine direkte analytische Lösung nur begrenzt aufschlussreiche Ergebnisse liefert. Die numerische Betrachtung soll Aufschluss darüber geben.

Für die Bestimmung der Magnethöhe müssen mehrere Kriterien berücksichtigt werden. Zum einen muss eine bestimmte magnetische Flussdichte erreicht werden. Zum anderen muss die magnetische Feldstärke ausreichend groß sein, um eine Entmagnetisierung zu verhindern. Um dies zu gewährleisten, muss die Bedingung

$$|H| > \left| \frac{\Theta}{h_M} \right| \quad (3.12)$$

erfüllt sein, wobei H die magnetische Feldstärke, Θ die Durchflutung (die durch die Bestromung des Stators vorgegeben wird) und h_M die Magnethöhe darstellt [25].

Darüber hinaus ist bei der Auslegung ein Kompromiss zwischen der gewünschten magnetischen Flussdichte im Luftspalt und der Masse der Magnete zu finden. Dies ist besonders relevant, da in der betrachteten Anwendung eine hohe gravimetrische Leistungsdichte von entscheidender Bedeutung ist.

3.4 Wicklung

Die Wicklung im Stator kann als verteilte oder konzentrierte Wicklung ausgeführt werden. Ein Sonderfall der konzentrierten Wicklung ist die Ausführung mit Zahnpulen, bei der die Bruchlochzahl q im Bereich $q \approx \frac{1}{3}$ liegt. Es gibt die Möglichkeit einer Einschichtwicklung und einer Zweischichtwicklung. Bei der Einschichtwicklung liegt nur eine Spulenseite in jeder Nut. Die Spulen umschließen alle einen Zahn, jedoch ist der Mittenzahn bei diesem Design nicht bewickelt.

Bei der Zweischichtwicklung liegen zwei Spulenseiten in einer Nut und mit diesem Design ist stets jeder Zahn umwickelt, womit man höhere Füllfaktoren erreicht. Bei der Zahnpulenwicklung kreuzen sich die Wickelköpfe nicht und können generell kompakter gehalten werden, wodurch Stromwärmeverluste gering gehalten werden [28]. Des Weiteren ist die axial kurze Ausführung von Vorteil und ermöglicht eine insgesamt vergleichsweise leichtere Maschine. Nachteilig sind die verstärkt auftretenden Ober- und Unterwellen, die zu zusätzlichen Ummagnetisierungsverlusten im Rotorblech sowie Wirbelstromverlusten in den Magneten beitragen und somit zur kritischen Erwärmung dieser Komponenten führen können. Bei der Kühlung ist diesen Nachteilen besonders Rechnung zu tragen. Zusätzlich ist auf die parasitären schwingungsanregenden Kräfte zu achten, die zu Vibrationen und somit zu Lärmemissionen oder gar Verformung des Bauteils führen können [25].

Für eine hohe Ausnutzung der Grundwelle sollte die Bruchlochzahl ungefähr $q = \frac{1}{3}$ betragen [28]. Somit sollte die Spulenweite W ungefähr der Polteilung τ_p entsprechen. Bei der Zahnpulenwicklung entspricht die Nutweite gleich der Nutteilung $W \approx \tau_Q$. Daraus folgt, dass die Nutteilung ungefähr der Polteilung entspricht und schließlich mit $q = Q/(2 \cdot p \cdot m)$ unter Voraussetzung einer dreiphasigen Wicklung $q \approx \frac{1}{3}$ ergibt:

$$\begin{aligned} W &\approx \tau_p \\ W &= \tau_Q \\ \tau_Q \approx \tau_p &\rightarrow \frac{\pi \cdot D}{Q} \approx \frac{\pi \cdot D}{2 \cdot p} \rightarrow Q \approx 2 \cdot p \\ q &= \frac{Q}{2 \cdot p \cdot m} \\ q &\approx \frac{1}{3} \end{aligned}$$

In der Realität ist eine Wahl der Bruchlochzahl von $q = 1/4 \dots 1/2$ sinnvoll, wobei $q = 1/3$ ausgeschlossen werden sollte, da dies eine unsymmetrische Wicklung ist. In Tabelle 3.2 sind verschiedene Urschemen mit ihren Bruchlochzahlen abgebildet, die zu einer Zahnspulenwicklung führen. Für das Wicklungsdesign können ein Vielfaches von den Urschemen oder Urschemen mit höheren Bruchlochnenner gewählt werden. Je höher der Bruchlochnenner, desto mehr Unterwellen hat ein Urschema. Im Zusammenhang mit der Tatsache, dass die Bruchlochzahl in der Nähe von $q \approx 1/3$ liegen sollte, um einen relativ hohen Wicklungsfaktor zu erreichen, fanden $q = 2/5, 2/7, 3/8$ Beachtung [29]. Die $q = 2/7$ Wicklung ist relativ grobnutzig, wodurch die Ausnutzung der elektrischen Maschine relativ schlecht ist. Daher wird diese auch nicht weiter betrachtet.

Aufgrund der Anforderungen an ein hohes Drehmoment für den Propeller bei einer konstanten Drehzahl von $n = 3000 \text{ 1/min}$ ist der Einsatz einer hochpoligen Maschine sinnvoll. Die Statorfrequenz muss bei gegebener Polzahl die gewünschte Drehzahl erfüllen, sollte jedoch nicht zu hoch gewählt werden, um frequenzabhängige Verluste gering zu halten.

Eine hochpolige Maschine bietet mehrere Vorteile. Sie ermöglicht eine höhere Drehmomentdichte, eine geringere Drehmomentwelligkeit und verbessert häufig den Wirkungsgrad durch eine optimierte magnetische Flussführung über die zahlreichen Pole. Zudem kann die Maschine aufgrund der höheren Drehmomentdichte kompakter gebaut werden bzw. die Masse kann bei einer höherpoligen Maschine im Vergleich zu einer niedriger poligen Maschine reduziert werden, bei gleichen elektrischen Kenndaten [25]. Außerdem kann das Statorjoch schmaler ausgeführt werden, da der Fluss pro Pol sinkt.

Nach sorgfältiger Analyse habe ich mich für eine Polzahl im Bereich $p = 40 \dots 60$ entschieden, wobei die Statorfrequenz zwischen $f_s = 1000 \dots 1500 \text{ Hz}$ beträgt. Letztendlich fiel die Wahl auf eine Wicklung mit der Bruchlochzahl $q = 3/8$. In vorab getätigten numerischen Berechnungen zeigte die Urwicklung mit $q = 3/8$ eine höhere Effizienz im Vergleich zur Urwicklung mit $q = 2/5$.

Durch die Wahl des Urschemas in sechsfacher Ausführung ergibt sich eine Nutzahl von $Q = 54$ und eine Polzahl von $2p = 48$. Dies führt zu einer Statorfrequenz von: $f_s = n \cdot p = 3000 \text{ 1/min} \cdot 24 = 1200 \text{ Hz}$.

q	1/2	1/4	2/5	2/7	3/8	3/10	4/11	4/13	5/14	5/16	6/17	6/19
q	0,5	0,25	0,4	0,286	0,375	0,3	0,364	0,308	0,357	0,313	0,353	0,316
Q_u	3	3	12	12	9	9	24	24	15	15	36	36
$2p_u$	2	4	10	14	8	10	22	26	14	16	34	38
W/τ_p	2/3	4/3	5/6	7/6	8/9	10/9	11/12	13/12	14/15	16/15	17/18	19/18

Tabelle 3.2: beispielhafte Bruchlochzahlen für Zahnspulenwicklungen [25]

Das Urschema kann aus der Lochzahl $q = \frac{qz}{qN} = \frac{3}{8}$ abgeleitet werden. Die Urpolzahl p_u und Urnutzahl Q_u ergeben sich mit folgenden Formeln [25].

$$p_u = \frac{qN}{2} = 4 \cdot Q_u = 2 \cdot p_u \cdot q \cdot m = 8 \cdot \frac{3}{8} \cdot 3 = 9 \quad (3.13)$$

Die Felderreggerkurve des Urschemas ist nicht abzissensymmetrisch, weil q_N gerade ist, sodass sich die ganzzahligen Ordnungszahlen der Oberwellen zu folgende Werte ergeben können:

$$\nu^* = 1 + m \cdot g^*, g^* = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (3.14)$$

Hierbei ist die $\nu^* = 1$ die Grundwelle und die anderen werden als Oberwellen bezeichnet. Demzufolge ist die Arbeitswelle auch eine Oberwelle. Wählt man eine Nummerierung mit Brüchen, so lauten die Ordnungszahlen:

$$\nu = \frac{2}{q_N} \cdot (1 + m \cdot g), g = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (3.15)$$

Dann bezeichnet man $|\nu| = 1$ als Arbeitswelle und $|\nu| < 1$ als Unterwellen und $|\nu| > 1$ als Oberwellen. Besonders interessant sind die Ordnungszahlen, die den gleichen Wicklungsfaktor wie die Arbeitswelle haben. Diese nennt man auch Nutharmonische und sind folgende:

$$\nu_Q = 1 + \frac{Q_u}{p_u} \cdot g = 1 + \frac{9}{8} \cdot g = -\frac{5}{4}, \frac{13}{4}, -\frac{7}{2}, \frac{11}{2} \quad (3.16)$$

In der folgenden Abbildung 3.3 sind die auftretenden Wellen mit ihren Ordnungszahlen, den Sehnungsfaktor $k_{p,\nu}$, den Zonenfaktor $k_{d,\nu}$, und den Wicklungsfaktor $k_{w,\nu}$ und dem Verhältnis der Amplituden der Oberwellen der magnetischen Luftspaltflussdichte bezüglich der Arbeitswelle angegeben. Die unterstrichenen Werte sind die Nutharmonischen.

ν^*	ν	$k_{p,\nu}$	$k_{d,\nu}$	$k_{w,\nu}$	$\hat{B}_\nu / \hat{B}_{\nu=1}$
1	$\frac{1}{4}$	0,3420	-0,1774	-0,0607	0,2567
-2	$-\frac{1}{2}$	-0,6428	-0,2176	0,1398	0,2959
4	1	0,9848	-0,9598	-0,9452	1,0
-5	$-1\frac{1}{4}$	<u>-0,9848</u>	<u>0,9598</u>	<u>-0,9452</u>	<u>-0,8</u>
7	$1\frac{3}{4}$	0,6428	0,2176	0,1398	-0,0845
-8	-2	-0,3420	0,1774	-0,0607	-0,0321
10	$2\frac{1}{2}$	-0,3420	0,1774	-0,0607	0,0257
-11	$-2\frac{3}{4}$	0,6428	0,2176	0,1398	0,0538
13	$3\frac{1}{4}$	<u>-0,9848</u>	<u>0,9598</u>	<u>-0,9452</u>	<u>0,3077</u>
-14	$-3\frac{1}{2}$	<u>0,9848</u>	<u>-0,9598</u>	<u>-0,9452</u>	<u>-0,2857</u>
16	4	-0,6428	-0,2176	0,1398	-0,0370
-17	$-4\frac{1}{4}$	0,3420	-0,1774	-0,0607	-0,0151
19	$4\frac{3}{4}$	0,3420	-0,1774	-0,0607	0,0135

Tabelle 3.3: Fourier-Analyse der symmetrischen Zweischicht-Bruchlochwicklung $q = \frac{3}{8}$ [25]

Es fällt auf, dass die $\nu^* = 4$ Oberwelle die Arbeitswelle ist und die beiden langwelligen Unterwellen eine nicht zu vernachlässigende Amplitude haben. Besonders die Nutharmonischen der 5, der 13 und 14 haben eine dominante Amplitude, wodurch diese Oberwellen einen signifikanten Beitrag zur Entstehung von Wirbelströmen und parasitären Kräften beitragen. Diese gilt es möglichst abzdämpfen. Es treten keine Oberwellen mit den Ordnungszahlen von den Vielfachen von drei auf. Dies liegt daran, dass eine dreisträngige Wicklung genutzt wird, die um 120° versetzt sind, wodurch die Wellen mit den Ordnungszahlen 3, 6, 9, ... sich eliminieren. Hingegen laufen die Harmonischen mit den Ordnungszahlen 2, 5, 8, 11, ... entgegen der Arbeitswelle und die Harmonischen mit den Ordnungszahlen 1, 7, 10, 13, ... laufen mit der Arbeitswelle.

Die Sehnungs-, Zonen-, Wicklungsfaktoren sowie Wellenamplituden berechnen sich mit

$$k_{p,\nu^*} = \sin \frac{\nu^* \cdot W}{p_u \cdot \tau_p} \cdot \frac{\pi}{2} \text{ bzw.} \quad (3.17)$$

$$k_{p,\nu} = \sin \frac{\nu \cdot W}{\tau_p} \cdot \frac{\pi}{2} \quad (3.18)$$

$$k_{d,\nu^*} = \frac{\sin(\nu^* \cdot \alpha_Q^* \cdot Y \cdot q_1/2) - \cos(\nu^* \cdot \pi \cdot Y) \cdot \sin(\nu^* \cdot \alpha_Q^* \cdot Y \cdot q_2/2)}{(q_1 + q_2) \cdot \sin(\nu^* \cdot \alpha_Q^* \cdot Y/2)} \quad (3.19)$$

$$k_{w,\nu} = k_{p,\nu} \cdot k_{d,\nu} \quad (3.20)$$

$$\frac{\hat{B}_\nu}{\hat{B}_{\nu=1}} = \frac{1}{\nu} \cdot \frac{k_{w,\nu}}{k_{w,1}} \quad (3.21)$$

Die dreiphasige Drehfeldwicklung, welche von einem symmetrischen Drehstromsystem gespeist wird, erregt eine treppenförmige Durchflutung, die in Grund- und Oberwellen zerlegt werden kann. Nur die Arbeitswelle der Drehfeldwicklung interagiert mit der Läuferfeldarbeitswelle und erzeugt das Nenndrehmoment. Dabei muss die Drehrichtung und die Polpaarzahl der Arbeitswelle der Drehfeldwicklung mit derer von der Läuferfeldwicklung übereinstimmen. Die Oberwellen tragen nicht zum Nenndrehmoment bei, können jedoch in den Permanentmagneten oder in dem Rotorblech Spannungen induzieren, die Wirbelströme hervorrufen, welche wiederum Verluste verursachen und den Rotor erwärmen. Deshalb ist eine feine Segmentierung der Magnete wichtig, um die Wirbelstrombahnen zu durchbrechen.

Eine Möglichkeit zur Reduzierung der Oberwellen ist die Schrägung der Permanentmagnete im Rotor, die das Statorfeld glätten können, oder die Schrägung der Statornuten um den Faktor $k_{sk,\mu}$. Die induzierte Spannung der Oberwellen wird dabei um den Schrägungsfaktor kleiner [30]. Besonders eine Minimierung der nutharmonischen Oberschwingungen ist damit möglich und man bekommt einen annähernd sinusförmigen Verlauf im Luftspalt. Gleichwohl erhöht dies die Kosten bei der Herstellung der Maschine und muss nach den verschiedenen Anwendungsfällen abgewogen werden.

$$k_{sk,\mu} = \frac{\sin\left(\frac{\mu \cdot \pi \cdot b_{sk}}{2 \cdot \tau_p}\right)}{\frac{\mu \cdot \pi \cdot b_{sk}}{2 \cdot \tau_p}} \quad (3.22)$$

3.5 Luftspaltfeld / Drehmomentbildung

Permanentmagneterregte Synchronmaschinen (PMSM) werden mittels eines ständerseitig speisenden Umrichters drehzahlvariabel gesteuert. Dabei sorgt der Umrichter dafür, dass die Ständerwicklung entsprechend der aktuellen Rotorlage bestromt wird, sodass die Arbeitswelle des Ständerfeldes stets eine feste Relativlage zum Polradfeld einnimmt. Zur Bestimmung der Rotorlage wird üblicherweise ein Sensor, wie beispielsweise ein Inkrementalgeber, eingesetzt.

Die Erregung der Permanentmagnete ist in der d-Achse des Rotors lokalisiert und kann durch einen äquivalenten fiktiven Erregerstrom in der d-Achse modelliert werden. Um das maximale Drehmoment zu erzeugen, muss das resultierende Ständerfeld senkrecht zum Läuferfeld stehen. Dies wird erreicht, indem der Ständerstrom vollständig in der q-Achse liegt. Unter dieser Bedingung wirkt die Lorentzkraft optimal auf die stromdurchflossenen Leiter, wodurch die maximale Drehmomentwirkung erzielt wird.

$$\vec{F}_C = \int_0^l I \cdot (\vec{d}s \times \vec{B}) \quad (3.23)$$

Eine Addition aller Lorentzkräfte ergibt die maximale tangentielle Kraft auf den Rotor und somit das maximale Drehmoment $M_e = F \cdot d_{si}/2$ mit $F = \sum F_C$. Damit stets die maximale tangentielle Kraft erzielt wird, müssen das Ständerfeld und der Strombelag zum Läufer synchron rotieren, um die relative Lage zu diesem beizubehalten.

Mit der Polradgeber-Steuerung kann die Spannungsgrundschwingung durch den Umrichter so eingepreßt werden, dass eine Aufteilung in die d- und q-Komponente erfolgt [25]. Mithilfe der komplexen Rechnung und den Effektivwerten lassen sich die Strangspannung und der Strangstrom in die Komponenten der d- und q-Achse aufteilen $\underline{U}_s = U_{sd} + jU_{sq}$ und $\underline{I}_s = I_{sd} + jI_{sq}$.

Durch die Rotation des Läuferfeldes wird in den Wicklungen des Stators eine Spannung, die sogenannte Polradspannung induziert. Die Polradspannung \underline{U}_p der Grundschwingung ergibt sich zu $\underline{U}_p = j \cdot \omega \cdot \psi_p / \sqrt{2}$. Unter Vernachlässigung der Verluste ist die Luftspaltleistung gleich der elektrischen bzw. mechanischen Leistung $P_\delta = P_e = P_{mech}$ und somit ergibt sich das Drehmoment aus der elektrischen Leistung zu:

$$P_e = m \cdot U_s \cdot I_s \cdot \cos \varphi_s = m_s \cdot \operatorname{Re}\{\underline{U}_s \cdot \underline{I}_s^*\} = m \cdot (U_{sd} \cdot I_{sd} + U_{sq} \cdot I_{sq}) \quad (3.24)$$

$$M_e = \frac{P_m}{\Omega_{syn}} = \frac{P_e}{\Omega_{syn}} \quad (3.25)$$

$$M_e = m \cdot p \cdot \left(\frac{\psi_p \cdot I_{sq}}{\sqrt{2}} + (L_q - L_d) \cdot I_{sd} \cdot I_{sq} \right) \quad (3.26)$$

Sind die Reluktanzen in der d-, q-Achse gleich groß, erkennt man direkt mit Formel (3.26), dass der zweite Term für das elektromagnetische Drehmoment M_e entfällt und das Moment bei maximalem q-Strom am größten ist.

Das elektromagnetische Drehmoment einer permanentmagneterregten Synchronmaschine ist in einem Betriebspunkt nicht konstant, sondern weist eine sogenannte Drehmomentwelligkeit auf. Diese setzt sich aus dem Rastmoment (Leerlaufwelligkeit), den Pulsationsmomenten (lastabhängige Welligkeit) und dem Reluktanzmoment zusammen.

Das Rastmoment resultiert aus Reluktanzunterschieden im Stator aufgrund der Nutöffnungen. Permanentmagnete, die unsymmetrisch zu den Nutöffnungen positioniert sind, verursachen Kräfte, die den Reluktanzunterschied minimieren wollen. Dies führt zu einer periodischen Rastmomentwelligkeit, deren Amplitude von Parametern wie Nutöffnungsbreite, Magnetbreite, dem Verhältnis von Nut- zu Polzahl sowie weiteren geometrischen Faktoren abhängt. Maßnahmen zur Reduktion des Rastmoments umfassen:

- Schrägung der Nuten oder der Rotor-Permanentmagnete
- Verwendung eines Polversatzes zwischen Nord- und Südpolen
- Verringerung der Nutöffnungsbreite

Die lastabhängige Momentenwelligkeit entsteht aufgrund von Interaktionen zwischen dem Strombelag der Ständerwicklung und dem Rotorfeld. Die Drehmomentwelligkeit tritt dann auf, wenn die harmonischen Wellen des Statorfeldes und des Rotorfeldes dieselbe Polpaarzahl p aufweisen, also wenn $|\nu \cdot p| = |\mu \cdot p|$ bzw. $\nu = \pm\mu$. Hierbei ist zu unterscheiden:

- Luftspaltmoment: Welligkeit im Luftspaltfeld, verursacht durch elektromagnetische Feldharmonische
- Wellenmoment: Tatsächliches Drehmoment an der Maschinenwelle, welches aufgrund der mechanischen Dämpfung des Rotors in der Regel niedriger ist

Das Reluktanzmoment entsteht aufgrund der unterschiedlichen magnetischen Widerstände (Reluktanzen) in der d- und q-Achse der Maschine. Der Magnetfluss des Läufers magnetisiert die d-Achse und führt dort zur Sättigung des Eisens, wodurch die Permeabilität in der d-Achse geringer wird als in der q-Achse. Das resultierende Ständerfeld muss den magnetischen Widerstand (Reluktanz) des Luftspalts sowie des gesättigten Eisens überwinden. Dies führt dazu, dass die Hauptfeldinduktivität des Stators in der d-Achse bei Oberflächenmagnetläufern etwas kleiner ist als in der q-Achse [31].

Infolgedessen entsteht ein Reluktanzmoment, das notwendig ist, um den höheren magnetischen Widerstand in der d-Achse zu überwinden. Ohne Berücksichtigung der Eisensättigung sind die Reluktanzen in der d- und q-Achse theoretisch gleich, was die Reluktanzmomente in beiden Achsen aufhebt. Eine Permanentmagnet-Synchronmaschine verhält sich dabei ähnlich einer Vollpol-Synchronmaschine, wenn der Sättigungseffekt vernachlässigt wird.

Stimmt die Rotordrehzahl mit einer der Eigenfrequenzen des Systems überein, kommt es zur Resonanz. Im Resonanzfall kann die Drehmomentwelligkeit des Wellenmoments die des Luftspaltmoments deutlich übersteigen. Daher ist sicherzustellen, dass die Arbeitspunkte außerhalb der Eigenfrequenzbereiche liegen. Müssen diese Bereiche durchfahren werden, sollte dies zügig geschehen, um ein Aufschwingen des Systems zu vermeiden [32]. Durch das kurze axiale Design hat die elektrische Maschine eine große Torsionssteifigkeit, wodurch Torsionsschwingungsprobleme minimiert werden.

3.6 Feldschwächung

Um die PMSM oberhalb ihrer Nenndrehzahl zu betreiben, wird ein negativer Strom in der d-Achse eingeprägt, der das Läuferfeld der Permanentmagnete schwächt und die Flussverkettung reduziert. Dadurch bleibt die Spannung innerhalb der Umrichtergerade, jedoch nimmt das Drehmoment mit steigender Drehzahl ab, sodass die Leistung konstant bleibt. Dieser Betrieb ist thermisch unkritisch, sofern der Feldschwächstrom $-I_d$ die Stromgrenze des Umrichters nicht überschreitet.

Nachteilig sind die zusätzlichen Stromwärmeverluste durch $-I_d$. Versagt die feldorientierte Regelung, kann die Polradspannung stark ansteigen und die Zwischenkreisspannung des Umrichters überschreiten. Um Schäden zu vermeiden, erfolgt entweder ein Kurzschluss des Wechselrichters (Stoßmomentgefahr) oder die Maschine wirkt wie ein Generator im Leerlauf. In diesem Fall muss die Wicklungsisolation dafür ausgelegt sein und das Batteriesystem des Flugzeugs muss rückspeisefähig sein [25].

3.7 Maschinenauslegung

Mit den zuvor angegebenen physikalischen Zusammenhängen soll nun analytisch ein Grobentwurf der elektrischen Maschine erfolgen (beruht auf [32], [31], [16]). Dieser Grobentwurf dient als Basisdesign für die später durchgeführte numerische Berechnung und Optimierung. Zu Beginn des Entwurfsprozesses wurden feste Parameter gewählt, die als Vorgabe aus Konstruktion der aerodynamischen Betrachtung oder der Vorabüberlegung getroffen wurden.

Dies sind folgende Parameter:

- maximale mechanische Leistung $P_{\text{mech}} = 800 \text{ kW}$
- Innendurchmesser Rotor $D = 1 \text{ m}$
- Nenndrehzahl $n_N = 3000 \frac{1}{\text{min}}$
- Polzahl $2 \cdot p = 48$
- Nutzahl $Q = 54$
- Busspannung $U_{\text{Bus}} = 600 \text{ V}$

Die ersten drei Parameter folgen aus den Anforderungen für den Propeller. Die Polzahl und Nutzahl folgen aus den in Kapitel 3.4 Wicklungsdesign und die Busspannung ist die Spannungsgrenze für den Umrichter. Die Werte für den Umrichter sind an den angegebenen Umrichterwerten von ZeroAvia orientiert [33]. Herkömmliche Umrichter haben eine Busspannungsgrenze von $U_{\text{Bus}} = 800 \text{ V}$. Neuere Entwicklungen mit Siliziumkarbid und Galliumnitrid-Halbleitern können diese Spannungsgrenze auf 1200 V heben, sind aber noch in der Entwicklung [34]. Bei gleicher Bemessungsleistung könnte man so die Stromstärke senken, was Vorteile bezüglich Minimierung der Verluste im Umrichter haben könnte.

Mit der geforderten mechanischen Leistung aus Kapitel 2 schätzt man unter der Annahme, dass die Maschine aufgrund ihres Designs einen hohen Nennwirkungsgrad $\eta_N = 97\%$ und großen

Leistungsfaktor $\cos \varphi_N = 0,95$ hat, die Scheinleistung S_N ab. Die elektrische Maschine soll für den Start eine mechanische Leistung $P_{\text{mech}} = 800 \text{ kW}$ haben.

$$S_N = \frac{P_{\text{mech}}}{\eta_N \cdot \cos \varphi_N} = \frac{800 \text{ kW}}{0,97 \cdot 0,95} \approx 870 \text{ kVA} \quad (3.27)$$

Die zu erreichende Leiterspannung in Sternschaltung beträgt $U_{\text{LL}} = U_{\text{Bus}}/\sqrt{2} = 600 \text{ V}/\sqrt{2} \approx 424 \text{ V}$. Mit diesem Zusammenhang kann der Strangstrom I_N berechnet werden.

$$I_N = \frac{S_N}{\sqrt{3} \cdot U_{\text{LL}}} = \frac{870 \text{ kW}}{\sqrt{3} \cdot 424 \text{ V}} \approx 1185 \text{ A} \quad (3.28)$$

Zur Grobdimensionierung der elektrischen Maschine gibt es den Ausnutzungsfaktor C_S , auch Essonsche Ausnutzungsziffer genannt, die ein Verhältnis zwischen dem Bohrungsdurchmesser d_{si} , der Länge der Maschine l_i , der Drehzahl und der Scheinleistung S angibt. Der Bohrungsdurchmesser ergibt sich aus dem Innendurchmesser des Rotors $D = 1 \text{ m}$, der Magnethöhe h_M sowie der Höhe des restlichen Rotormaterials h_{Rot} , das ungefähr doppelt so dick sein soll wie die Magnete [25]. Zusätzlich kommt noch eine magnetische Bandage hinzu, die mit einer Dicke von $h_{\text{ban}} = 2 \text{ mm}$ aufgrund der hohen Umfangsgeschwindigkeiten gewählt wurde. Es ergibt sich somit folgender Bohrungsdurchmesser:

$$d_{\text{si}} = D + 2 \cdot (h_M + h_{\text{Rot}} + \delta) = 1 \text{ m} + 2 \cdot (0,02 \text{ m} + 0,019 \text{ m} + 0,003 \text{ m}) = 1,084 \text{ m}$$

$$\delta = h_{\text{ban}} + \delta_e = 2 \text{ mm} + 1 \text{ mm} = 3 \text{ mm}$$

Für eine Synchronmaschine findet man mit Abbildung 3.4 den Ausnutzungsfaktor, der über das Verhältnis Leistung und Polzahl angegeben ist. Mit der Scheinleistung über die Polzahl $\frac{S_N}{2p} = \frac{870 \text{ kVA}}{48} = 18,125 \text{ kVA}$ erkennt man den Bereich, in dem die Ausnutzungsziffer C_S liegt. Durch das kompakte Design wird eine vergleichsweise hohe Ausnutzungsziffer $C_S \approx 4,5 \text{ kVAmin/m}^3 = 270 \text{ kVAs/m}^3$ gewählt. Es sei jedoch angemerkt, dass diese Abbildung hauptsächlich für mit Netzfrequenz betriebene Maschinen gilt. Da dies allerdings der Grobentwurf ist, soll mit dieser Ausnutzungsziffer weiter gerechnet werden. Im Folgenden lässt sich damit die erforderliche Länge der Maschine bestimmen.

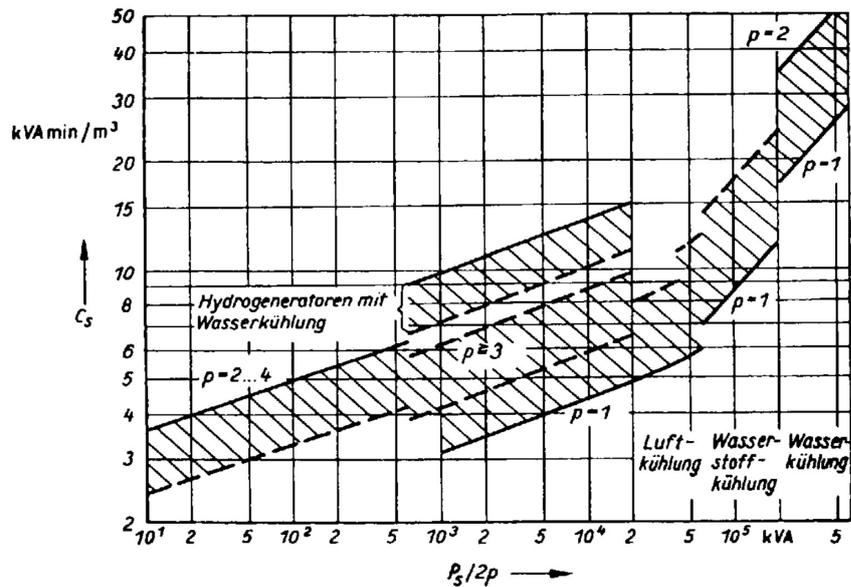


Abbildung 3.4: Ausnutzungsfaktor von Synchronmaschinen [32]

$$S_N = C_S \cdot d_{si}^2 \cdot l_i \cdot n_N \quad (3.29)$$

$$l_i = \frac{S_N}{C_S \cdot d_{si}^2 \cdot n_N} = \frac{870 \text{ kVA}}{270 \text{ kVA} \cdot \text{s/m}^3 \cdot (1,084 \text{ m})^2 \cdot 50 \text{ 1/s}} \approx 55 \text{ mm}$$

Die Polteilung τ_p und die Nutteilung τ_Q ergeben sich zu:

$$\tau_p = \frac{d_{si} \cdot \pi}{2 \cdot p} = \frac{1,084 \text{ m} \cdot \pi}{48} \approx 70,95 \text{ mm} \quad (3.30)$$

$$\tau_Q = \frac{d_{si} \cdot \pi}{Q} = \frac{1,084 \text{ m} \cdot \pi}{54} \approx 63,06 \text{ mm} \quad (3.31)$$

Eine Überprüfung der sinnvollen Wahl von der relativen Länge l_i lässt sich über die Hilfsformel $\lambda = \frac{l_i}{\tau_p} = 0,5 \dots 2,5$ feststellen. Mit einem $\lambda = 0,78$ liegt die hier erstmal gewählte relative Länge der elektrischen Maschine in einem sinnvollen Bereich.

Nun soll der Hauptwellenfluss ϕ_h bestimmt werden, um mit diesem auf die zu wählende Strangwindungszahl N_C zu schließen. Der Hauptwellenfluss entspricht bei einer Synchronmaschine dem Fluss pro Pol ϕ_p . Die maximale magnetische Flussdichte ergibt sich mit der Formel 3.8 aus dem Unterkapitel 3.3.

Die Höhe der Permanentmagnete wird so ausgelegt, dass eine gewünschte magnetische Flussdichte im Luftspalt erreicht wird. Deswegen wird eine initiale Höhe der Magnete von $h_M = 20 \text{ mm}$ bei einem Luftspalt von $\delta = 3 \text{ mm}$ angenommen. Der effektive Luftspalt folgt aus der 2 mm dicken magnetischen Bandage und dem tatsächlichen Luftspalt $\delta_e = 1 \text{ mm}$.

Mit der Herangehensweise aus Formel (3.3) erhält man eine magnetische Luftspaltflussdichte von $\hat{B}_\delta = 1,123 \text{ T}$ und mit Herangehensweise aus Formel (3.4) $\hat{B}_\delta = 1,083 \text{ T}$. Nutzt man die Formel (3.10) erhält man für die magnetischen im Luftspalt $\hat{B}_\delta = 1,327 \text{ T}$ ohne Rotorblech, wobei die Formel für ein Halbach-Array gilt, welches sinusförmig auf magnetisiert ist. Schließlich wird ein $\hat{B}_\delta = 1 \text{ T}$ erst einmal aufgrund der Unsicherheiten angenommen.

$$\phi_p = \phi_h = \frac{2}{\pi} \cdot \hat{B}_\delta \cdot \tau_p \cdot l_i = \frac{2}{\pi} \cdot 1 \text{ T} \cdot 0,07095 \text{ m} \cdot 0,055 \text{ m} = 2,484 \text{ mWb} \quad (3.32)$$

Für die Strangwindungszahl wird noch die Polradspannung benötigt, die mit $U_p \approx 0,9 \dots 1,1 U_s$ abgeschätzt wird.

$$N_s = \frac{U_p \cdot \sqrt{2}}{\omega \cdot k_{ws} \cdot \phi_h} = \frac{245 \text{ V} \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot \pi \cdot 1200 \text{ Hz} \cdot 0,945 \cdot 0,002484 \text{ Wb}} = 19,57 \approx 18 \quad (3.33)$$

Die Windungen pro Spule ergeben sich zu

$$N_C = \frac{N_s \cdot a}{k \cdot p \cdot q} = \frac{18 \cdot 3}{2 \cdot 24 \cdot \frac{3}{8}} = 3 \quad (3.34)$$

Somit wird ein $N_C = 3$ und ein $N_s = 18$ gewählt. Mithilfe der Strangwindungszahl ergibt sich der Strombelag zu

$$A = \frac{m \cdot N_s \cdot I_{SN}}{\tau_p \cdot p} = \frac{3 \cdot 18 \cdot 1185 \text{ A}}{0,07095 \text{ m} \cdot 24} = 37,58 \text{ kA/m} \quad (3.35)$$

Mithilfe des Strombelags lässt sich über die Näherungsformel ein sinnvoll zu wählender Luftspalt berechnen. Eine Bandage wird nicht berücksichtigt.

$$\delta = 0,45 \cdot \frac{\tau_p}{\text{m}} \cdot \frac{\frac{\text{A}}{\text{mm}}}{\frac{\hat{B}}{\text{T}}} \cdot \text{mm} = 0,45 \cdot 0,07095 \cdot \frac{37,58}{1} \cdot \text{mm} = 1,2 \text{ mm} \quad (3.36)$$

Mit der Annahme des Luftspalts von $\delta = 3 \text{ mm}$ wird diese Voraussetzung erfüllt.

Die Nutfläche A_N lässt sich mit dem Kupferfüllfaktor $\varphi_{\text{Ku}} = 0,5$ abschätzen und der Kupferfläche A_{Cu} . Der Kupferfüllfaktor ist hier das Verhältnis von der reinen Kupferfläche zu der Gesamtnutfläche. Hier ist auch die Isolierungsschicht an den Seitenflächen der Nut mit inbegriffen und deswegen ist der Kupferfüllfaktor etwas niedriger.

$$A_L = \frac{I_s}{J \cdot a} = \frac{1185 \text{ A}}{5,5 \text{ A/mm}^2 \cdot 3} = 71,82 \text{ mm}^2 \quad (3.37)$$

$$A_{\text{Cu}} = k \cdot N_C \cdot A_L = 2 \cdot 3 \cdot 71,82 \text{ mm}^2 = 430,92 \text{ mm}^2 \quad (3.38)$$

$$A_N = \frac{A_{\text{Cu}}}{\varphi_{\text{Ku}}} = \frac{430,92 \text{ mm}^2}{0,5} = 861,84 \text{ mm}^2 \quad (3.39)$$

$$(3.40)$$

Um Skin-Effekte zu berücksichtigen und die Einflüsse dieses Effekts gering zu halten, wird die Leitfläche A_L in mehrere Litzen unterteilt. Es wurde dabei eine Anzahl von $a_i = 160$ Litzen pro Leiter gewählt. Dies führt dann auf einen Durchmesser der Litzen von $d_{Cu} = 0,76 \text{ mm}$

$$d_{Cu} = \sqrt{\frac{4 \cdot A_L}{\pi \cdot a_i}} = 0,76 \text{ mm} \quad (3.41)$$

Die Nutdimensionierung erfolgt über die Zahnbreite b_Z und die Nuthöhe h_N . Die zulässige Zahninduktion beträgt $B_{Z,\max} = 2,4 \text{ T}$, da ein hoch ausgenutztes Elektrolech mit einem Eisenfüllfaktor von $\varphi_{Fe} = 97\%$ genutzt wird.

$$b_Z = \frac{\tau_Q \cdot \hat{B}}{B_{Z,\max} \cdot \varphi_{Fe}} = \frac{0,06306 \text{ m} \cdot 1 \text{ T}}{2,4 \text{ T} \cdot 0,97} \approx 27,08 \text{ mm} \quad (3.42)$$

$$b_N = \tau_N - b_Z = 35,98 \text{ mm} \quad (3.43)$$

$$h_N = \frac{A_N}{b_N} = \frac{861,84 \text{ mm}^2}{35,98 \text{ mm}} = 23,95 \text{ mm} \quad (3.44)$$

Schließlich gilt es noch die erforderliche Statorjochhöhe h_R zu bestimmen.

$$h_R = \frac{\phi_{R,\max}}{l_i \cdot \varphi_{Fe} \cdot B_{R,\text{zul}}} = \frac{1,951}{0,055 \text{ m} \cdot 0,97 \cdot 2,4 \text{ T}} \approx 15,2 \text{ mm} \quad (3.45)$$

$$\phi_{R,\max} = \frac{\hat{B} \cdot \tau_p \cdot l_i}{2} = \frac{1 \text{ T} \cdot 0,07095 \text{ mm} \cdot 0,055 \text{ mm}}{2} = 1,951 \text{ mWb} \quad (3.46)$$

Abschließend lässt sich das elektromagnetische Drehmoment M_e berechnen.

$$M_e = \sigma_{\tan} \cdot \pi \cdot \frac{d_{si}^2}{2} \cdot l_i = 25244,42 \text{ N/m}^2 \cdot \pi \cdot \frac{1,084 \text{ m}^2}{2} \cdot 0,055 \text{ m} = 2562,75 \text{ Nm} \quad (3.47)$$

$$\sigma_{\tan} = \frac{A \cdot \hat{B} \cdot \cos \varphi}{\sqrt{2}} = \frac{37,58 \text{ kA/m} \cdot 1 \text{ T} \cdot 0,95}{\sqrt{2}} = 25244,42 \text{ N/m}^2 \quad (3.48)$$

$$P_{\text{mech}} = 2 \cdot \pi \cdot n \cdot M = 2 \cdot \pi \cdot 3000 \text{ 1/min} \cdot 2562,75 \text{ Nm} \approx 805 \text{ kW} \quad (3.49)$$

Ein Vergleich mit der eben berechneten mechanischen Leistung mit der ursprünglich geforderten mechanischen Leistung zeigt, dass der grobe Maschinenentwurf plausibel ist.

4 Numerische Auslegung

4.1 Einführung in Ansys Motor-CAD

Virtuelle Simulationen der elektrischen Maschinen sind heute ein gängiges Werkzeug in der Wissenschaft und Ingenieurtechnik, um präzisere Vorhersagen für die Auslegung der elektrischen Maschine zu treffen und die Anzahl von teureren Prototypen zu minimieren. Sie ermöglichen eine genauere Analyse als analytische Berechnungen und helfen grundlegende Konzeptionsaspekte zu identifizieren. Im Bereich elektromagnetischer Berechnungen ist Ansys Motor-CAD ein Programm, welches mit der Finite-Elemente-Methode (FEM) arbeitet. Es wird ein sogenanntes Netz, ein Gitter aus diskreten Elementen und Knoten, auf das simulierende Objekt gelegt. Zwischen den Knoten werden Differentialgleichungen numerisch iterativ gelöst, welche z. B. die auftretenden Felder in diesen Punkten charakterisieren. Je nach Feinheit des Netzes, also Dichte der Knoten, lassen sich genauere Feldverläufe berechnen. In Motor-CAD werden nur 2D-Probleme mittels FEM transient gelöst. 3D-Probleme, welche Effekte wie den Wickelkopf oder die Segmentierung der Magnete berücksichtigen, sind genauer, aber benötigen mehr Rechenaufwand. Für eine Erstauslegung ist das Lösen von 2D-Problemen sinnvoll, da hier eine Vielzahl an Designs getestet werden kann.

Die in Kapitel 3 berechneten Geometrie-Parameter wurden in Motor-CAD übernommen. Das Programm arbeitet mit Geometrieskripten, sodass eine Konzeption der grundlegenden Geometrie nicht mehr nötig war. Aufgrund der Symmetrie der Geometrie wurde stets nur ein Sechstel dieser berechnet. Dies spart Rechenaufwand bzw. Rechenzeit und führt zu den gleichen Ergebnissen.

4.2 Simulationseigenschaften

Zunächst muss den einzelnen Bereichen ein Material zugewiesen werden (siehe 4.1).

Die Randbedingungen zur Lösung des 2D-Problems wählt Motor-CAD automatisch. Eine manuelle Einstellung dieser ist nicht nötig. Weiterhin werden die Magnete und das Rotorjoch als rotierende Elemente definiert.

Das sogenannte Moving-Band sorgt für eine korrekte Platzierung von Knoten zwischen Rotor und Stator, sodass eine Neuvernetzung vermieden werden kann, wodurch Rechenzeit gespart wird.

Die Felder auf der Seite des Stators werden als räumlich stationär betrachtet, wohingegen die Felder des Rotors relativ zu dessen Bewegung berechnet werden. Dadurch muss das Netz nicht jedes Mal neu generiert werden, wodurch numerische Stabilität gewährt wird und Rechenaufwand reduziert wird.

Bauteil	Material
Statorblech	Hiperco 50 ($d_{seg} = 0,15 \text{ mm}$)
Wicklungen	Kupfer
Rotorblech	Vacodur S Plus ($d_{seg} = 0,2 \text{ mm}$)
Permanentmagnete	N42UH (Gesintertes Neodym-Eisen-Bor)
Stützmaterial Rotor	Faserverstärker Verbundwerkstoff

Tabelle 4.1: Verwendete Materialien in Ansys Motor-CAD; Datenbanken in Motor-CAD enthalten [35]

Der Motor wurde sternförmig verschaltet und ein sinusförmiger Strom wurde eingepreßt. Die Spulenanordnung sowie deren Stromeinprägung wurden nach Eingabe der Parameter Strangzahl, Anzahl der Wicklungsschichten, parallele Pfade und Spulenweite automatisch generiert.

Weiterhin können die Leiter in den Wicklungen als industrieübliche Durchmesser eingestellt werden oder über einen Durchmesser definiert werden.

In diesem Absatz wird kurz auf die Vernetzung eingegangen. Wie schon erwähnt, generiert Motor-CAD das Netz automatisch. In dem Luftspalt werden sogenannte Layer gesetzt, die eine verbesserte Netzfeinheit im Luftspalt sowie des rotierenden Bandes ermöglichen. Es wurden in dem Luftspalt sieben Layer gesetzt, siehe Abbildung 4.2. Dies ermöglicht in der Nähe des Luftspalts ebenfalls eine bessere Netzfeinheit für den Stator sowie den Magneten.

Zudem können die einzelnen Bauteile über eine eingestellte Netzfeinheit definiert werden, wodurch z. B. für den Stator eine größere Netzfeinheit einstellbar ist als für das nicht so relevante Stützmaterial des Rotors. Diese spart ebenfalls Rechenaufwand.

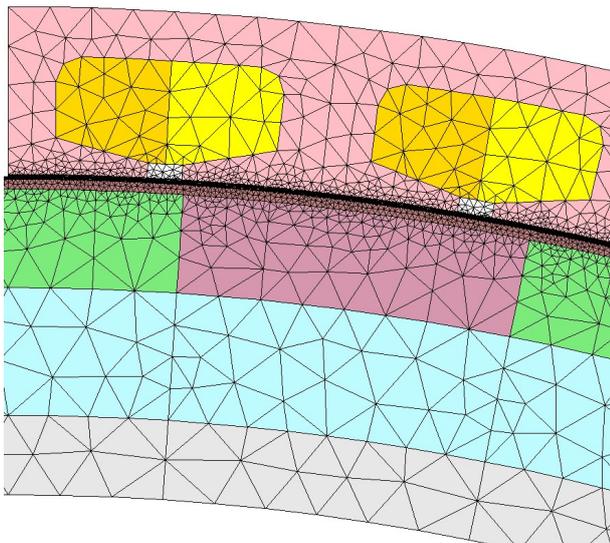


Abbildung 4.1: Automatisch generiertes Netz in Motor-CAD

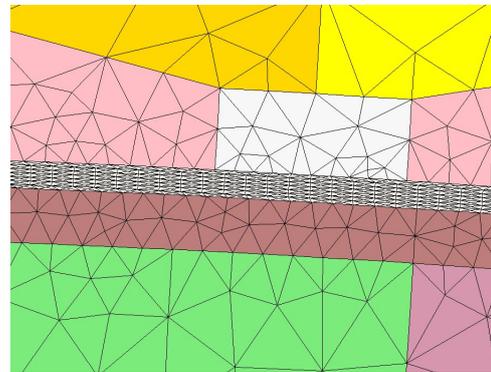


Abbildung 4.2: Detailansicht des Netzes im Luftspalt

Wie aus Abbildung 4.1 ersichtlich wird, ist das generierte Netz unterschiedlich fein. In den Bereichen, wo hohe Feldgradienten auftreten, wie im Bereich des Luftspalts, ist eine höhere Feinheit sinnvoll. In Tabelle 4.2 wird untersucht, ob eine manuelle Einstellung für das Netz sinnvoller ist.

Anzahl der Elemente	Netz-Größe	Simulationsdauer	Drehmoment	Mittlere magnetische Flussdichte	Statoreisenverluste
10.670	5 mm	83 s	3046,4 Nm	0,709 T	7922 W
19.006	2 mm	118 s	3015,8 Nm	0,725 T	8063 W
28.750	automatisch	311 s	3051 Nm	0,708 T	7875 W
52.940	1 mm	345 s	3095 Nm	0,7324 T	8063 W
125.000	0,5 mm	1592 s	3055 Nm	0,715 T	7750 W

Tabelle 4.2: Simulationsdaten für verschiedene Netzfeinheiten bei gleicher Netz-Größe je Bauteil (außer bei automatisch generiertem Netz)

Aus der Tabelle 4.2 lässt sich keine eindeutige Konvergenz der Parameter bei einer Verfeinerung des Netzes erkennen. Auffällig ist jedoch, dass das automatisch generierte Netz in Bezug auf das Drehmoment und die Statoreisenverluste die beste Übereinstimmung mit dem sehr feinen Netz zeigt, während die Simulationsdauer moderat bleibt. Deshalb wird mit dem automatisch generierten Netz weitergearbeitet.

4.3 Wicklungseinstellung

Die Wicklung wird unter Eingabe folgender Parameter automatisch generiert:

- Strangzahl $m = 3$
- Anzahl der Windungen pro Spule $N_C = 3$
- Wicklungsschritt $W_S = 1$ (über wie viele Nuten erstreckt sich die Spule)
- Anzahl der parallelen Pfade $a = 3$
- Anzahl der Wicklungsschichten $k = 2$

Dabei kann die Wicklung nur erfolgreich gesetzt werden, wenn diese symmetrisch ist und folgende Wicklungsdurchführbarkeitsregeln beachtet werden:

$$\frac{Q}{m \cdot a} = \frac{54}{3 \cdot 3} = 6 \stackrel{!}{=} \text{Ganzzahl} \quad (4.1)$$

$$\frac{2 \cdot p}{a} = \frac{48}{3} = 16 \stackrel{!}{=} \text{Ganzzahl} \quad (4.2)$$

$$\frac{Q}{m \cdot t} = \frac{54}{3 \cdot 6} = 3 \stackrel{!}{=} \text{Ganzzahl} \quad (4.3)$$

$$\text{mit } t = \text{ggT} \left(\frac{2 \cdot p}{2}, Q \right) = \text{ggT} \left(\frac{48}{2}, 54 \right) = 6$$

$$\text{Anzahl der Phasoren je Nut und Wicklungsschicht: } \frac{Q}{t} = 9 \quad (4.4)$$

$$\text{Phasenverschiebung benachbarter Nuten: } \alpha = \frac{2 \cdot p}{2 \cdot Q} \cdot 360^\circ = 160^\circ \quad (4.5)$$

4.4 Drehmomentberechnung

Neben dem synchronen Drehmoment, was durch die Interaktion der Permanentmagnete mit dem Statorfeld entsteht, existiert das bereits angesprochene Reluktanzmoment. Dieses Reluktanzmoment kann genutzt werden, indem der Bestromungswinkel β des einzuprägenden Strangstroms angepasst wird. Dadurch stellt sich der optimale Polradwinkel ein, bei dem das resultierende Drehmoment am größten ist. Bei einem Bestromungswinkel von $\beta = 0$ liegt der Strangstrom vollständig in der q-Achse. Liegt ein $\beta \neq 0$ vor, tritt zusätzlich ein Strom in der d-Achse auf. In Abbildung 4.3 sind die Momentenverläufe beispielhaft abgebildet.

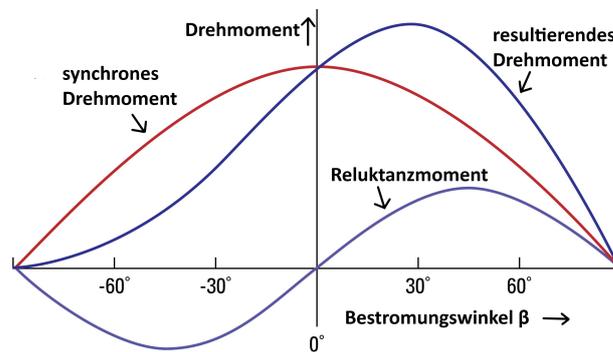


Abbildung 4.3: Drehmomentverläufe über Bestromungswinkel [36]

Die hier vorliegende Motorkonfiguration hat, wie bereits angesprochen, nahezu gleich große Induktivitäten in der d- und q-Achse. Deswegen ist das Reluktanzmoment relativ klein, woraus sich auch ein ebenfalls kleiner Bestromungswinkel ergibt. Motor-CAD gibt den optimalen Bestromungswinkel nach einer Berechnung der Induktivitäten an, womit dieser dann manuell eingestellt werden kann.

Generell hat Motor-CAD mehrere Möglichkeiten, das Drehmoment zu berechnen. Es sollen die hier genutzten Methoden kurz erläutert werden. Eine Möglichkeit ist das Drehmoment über die virtuelle Arbeit zu berechnen. Dabei wird angenommen, dass der Stator und der Rotor mechanisch steif sind, wodurch die Feldverteilung durch eine infinitesimale Rotationsverschiebung nicht beeinflusst wird. Hierbei ist die sogenannte Koenergie im Stator und Rotor konstant und es tritt nur eine Änderung im Luftspalt auf. Die Koenergie ist eine Hilfsgröße und entspricht dem Produkt der magnetischen Energie der Flussverkettung und dem Strom.

$$W^* + W_{\text{mag}} = \Psi_0 \cdot i_0 \quad (4.6)$$

Das resultierende Drehmoment wird in der FEM durch die Änderung der Koenergie über den Rotorwinkel berechnet, wobei das Drehmoment für jedes einzelne Element im Luftspalt bestimmt und anschließend aufsummiert wird.

Eine weitere Berechnungsmethode ist die d-q-Achsen Modellierung. Die d-q-Flussverkettungen und -ströme werden an jeder Rotorposition durch das Anwenden der Park-Transformation auf das Drehstromsystem bezüglich der Phasenlage bestimmt. Dabei werden die dreiphasigen Größen des Drehstroms auf das zweiachsige sich mit dem Rotor mitdrehende d-q-Koordinatensystem übertragen. Dies hat den Vorteil, dass im stationären Fall die Größen zeitlich konstant sind. Das elektromagnetische Drehmoment ergibt sich dann wie folgt:

$$M_e = \frac{m \cdot p}{2} \cdot (\psi_d \cdot I_q - \psi_q \cdot I_d) \quad (4.7)$$

$$\text{mit } \psi_d = \psi_M + L_d \cdot I_d \text{ und } \psi_q = L_q \cdot I_q \quad (4.8)$$

$$M_e = \frac{m \cdot p}{2} \cdot (\psi_M \cdot I_q + I_d \cdot I_q \cdot (L_d - L_q)) \quad (4.9)$$

Dabei stellt ψ_M die Flussverkettung dar, die durch die Magnete erzeugt wird. Das hier hergeleitete elektromagnetische Drehmoment, das in Motor-CAD bei der d-q-Modellierung verwendet wird, entspricht der Gleichung (3.26) aus Kapitel 3.

4.5 Verlustberechnung

Die Eisenverluste wurden mit der modifizierten Steinmetzmethode berechnet. Diese sind von der Frequenz f , der magnetischen Flussdichte im Eisen B_{Fe} und den materialabhängigen Konstanten K_h , K_{eddy} , α , β , welche zur Approximation dienen, abhängig [35].

$$W_{Fe}[\text{W/kg}] = K_h \cdot f \cdot B^{(\alpha+\beta \cdot B)} + 2 \cdot \pi^2 \cdot K_{eddy} \cdot f^2 \cdot B^2 \quad (4.10)$$

Die Wirbelstromverluste werden über die Diffusionsgleichung berechnet. Dabei werden die Magnete als leitende Komponenten angenommen, in denen Wirbelströme fließen. Die induzierte Wirbelstromdichte wird aus der zeitlichen Variation des magnetischen Vektorpotentials abgeleitet. Der 3D-Endeffekt und die axiale Segmentierung werden über einen 3D/2D-Faktor berücksichtigt.

Die Gleichstrom-Wicklungsverluste werden über den Strangwiderstand und den Strangstrom berechnet. Bei hohen Frequenzen treten Effekte in den einzelnen Leitern, wie der Skin-Effekt oder der Proximity-Effekt, auf. Während der Skin-Effekt zu einer Erhöhung des Wechselstromwiderstandes und damit zu höheren Kupferverlusten führt, verursacht der Proximity-Effekt zusätzliche Verluste aufgrund von Stromverdrängungen durch die magnetischen Felder benachbarter Leiter. Es findet eine Stromverdrängung innerhalb der Nut zum Luftspalt statt, wodurch die Stromdichte in den Strängen nahe der Nutöffnung deutlich höher sein können als die Nennströme. Dadurch treten potenziell höhere Verluste in den Leitern in der Nähe der Nutöffnung auf (siehe Abbildung 4.4).

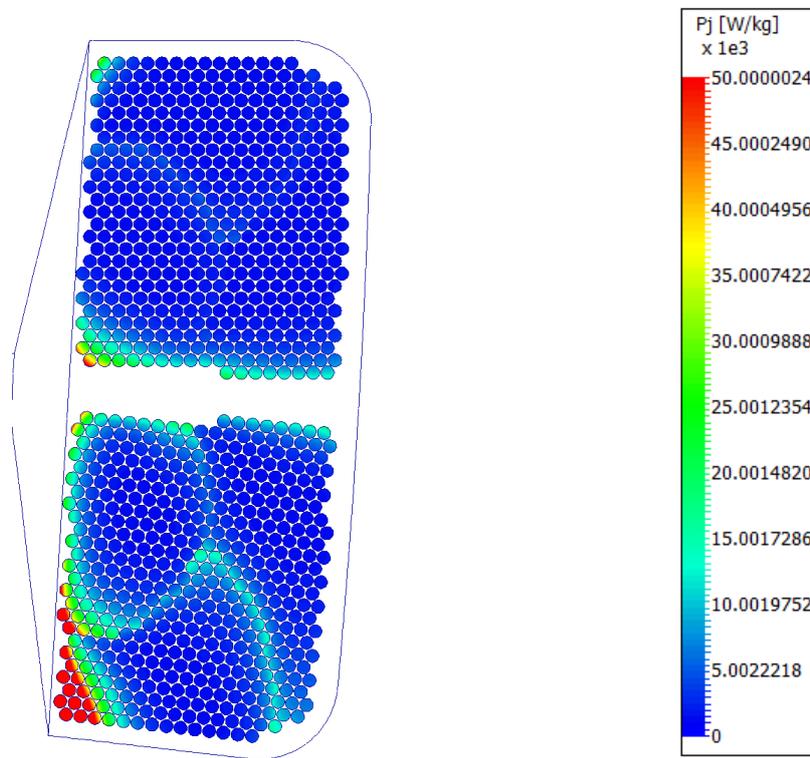


Abbildung 4.4: Prinzipdarstellung der spezifischen Stromwärmeverlustleistung innerhalb der Nut bei vollständig aufgelöster Nut

4.6 Vergleich der analytischen Auslegung mit der ersten numerischen Auslegung

Im Folgenden sind die elektrischen Daten und Geometriedaten der elektrischen Maschine aus der analytischen Berechnung mit der numerischen Erstausslegung und der angepassten numerischen Auslegung für die zu erfüllende Leistung aufgelistet. Es fällt auf, dass ein höherer Leistungsfaktor in Motor-CAD berechnet wurde. Des Weiteren ist die Amplitude der magnetischen Flussdichte der Grundwelle im FEM etwas höher als im Analytischen angenommen. Bei dem angepassten Design wurde die Stromstärke minimiert und geringfügig die Geometrie verändert, um die geforderte Ausgangsleistung zu erfüllen.

Maschinendaten	Analytisch	Numerische Erstausslegung	Angepasste numerische Auslegung
Mechanische Leistung	805 kW	862 kW	800 kW
Drehzahl	3000 1/min	3000 1/min	3000 1/min
Strangstrom	1185 A	1185 A	1120 A
Strangspannung	424 V	429,2 V	424 V
Strangwindungszahl	18	18	18
mag. Flussdichte Peak	1 T	1,146 T	1,126 T
Polradspannung	245 V	247,1 V	241,7 V
Grundwellenfluss pro Pol	2,484 mWb	2,6764 mWb	2,605 mWb
Strombelag	37,58 kA/m	37,58 kA/m	35,52 kA/m
Kupferfläche	430,92 mm ²	429,65 mm ²	438,82 mm ²
Stromdichte	5,5 A/mm ²	5,52 A/mm ²	5,11 A/mm ²
mech. Drehmoment	2563 Nm	2743 Nm	2546 Nm
Eingangsleistung	870 kW	884 kW	821,03 kW
Wirkungsgrad	97 %	97,5 %	97,4 %
Leistungsfaktor	0,95	0,98765	0,9824
DC-Kupferverluste	-	1701 W	1441 W
AC-Kupferverluste	-	12650 W	11440 W
Magnetverluste	-	883,7 W	811 W
Eisenverluste	-	6889 W	7536 W
Motorgewicht	-	125,3 kg	124,9 kg

Tabelle 4.3: Vergleich der analytischen Auslegung mit der numerischen Erstausslegung und der angepassten numerischen Auslegung

4.7 Angaben zu den Betriebspunkten

Im Folgenden werden die einzelnen Flugphasen mit den Arbeitspunkten AP durchnummeriert. Das heißt, der Start ist AP1 und Steigflugphase 1 ist AP2 dem so folgend. Es ergeben sich folgende Größen für die einzelnen Betriebspunkte, siehe Tabelle 4.4. Da die elektrische Maschine stets mit der konstanten Drehzahl $n = 3000$ 1/min aufgrund des Propellers drehen soll, wird der verringerte Bedarf an Drehmoment ausschließlich über die Stromstärke eingestellt. Die Arbeitspunkte ergeben

sich aus der Stromstärke über den linearen Zusammenhang mit dem Drehmoment (siehe Abbildung 4.5).

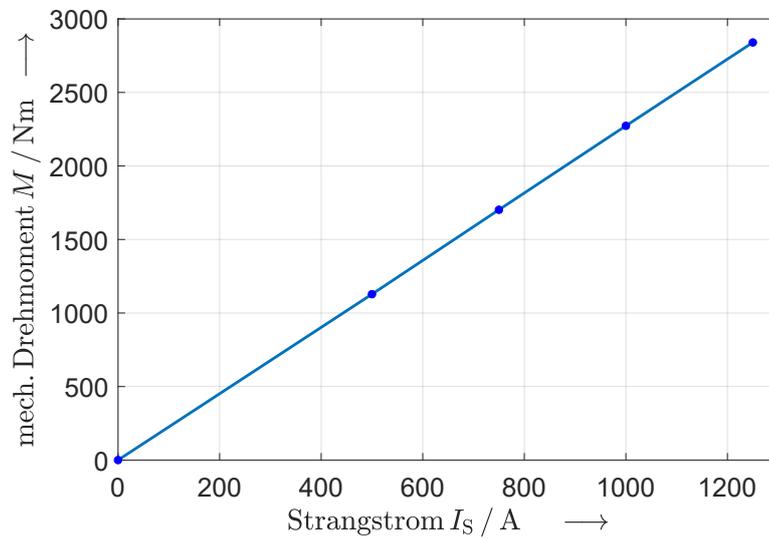


Abbildung 4.5: Ausschnitt aus dem linearen Bereich des Strangstroms über das mechanische Drehmoment zur Bestimmung der Arbeitspunkte

In folgenden sind die Motordaten für die einzelnen Arbeitspunkte aufgelistet:

Maschinendaten	AP1	AP2	AP3	AP4	AP5
Mechanische Leistung	800 kW	781 kW	685 kW	600 kW	329 kW
Drehzahl	3000 1/min				
Strangstrom	1120 A	1094 A	960 A	840 A	465 A
Strangspannung	424 V	423,8 V	422,5 V	421,5 V	419 V
Strangwindungszahl	18	18	18	18	18
mag. Flussdichte Peak	1,126 T	1,125 T	1,119 T	1,114 T	1,097 T
Polradspannung	241,7 V	241,7 V	241,7 V	241,7 V	241,9 V
Grundwellenfluss pro Pol	2,605 mWb	2,603 mWb	2,592 mWb	2,585 Wb	2,568 mWb
Strombelagsamplitude	35,52 kA/m	34,69 kA/m	30,44 kA/m	26,64 kA/m	14,75 kA/m
Stromdichte	5,11 A/mm ²	4,99 A/mm ²	4,38 A/mm ²	3,83 A/mm ²	2,12 A/mm ²
mech. Drehmoment	2546 Nm	2487 Nm	2182 Nm	1908 Nm	1047 Nm
Eingangsleistung	821 kW	802 kW	705 kW	617,5 kW	344 kW
Wirkungsgrad	97,4 %	97,4 %	97,26 %	97,1 %	95,5 %
Leistungsfaktor	0,9824	0,9832	0,9871	0,989	0,996
Bestromungswinkel	0,12°	0,12°	0,10°	0,05°	0,05°
Polradwinkel	-10,89°	-10,50°	-9,30°	-8,2°	-4,6°
DC-Kupferverluste	1441 W	1375 W	1058 W	810 W	248 W
AC-Kupferverluste	11440 W	11180 W	10040 W	9101 W	7110 W
Magnetverluste	811 W	794 W	714 W	653 W	515 W
Eisenverluste	7536 W	7533 W	7520 W	7509 W	7476 W

Tabelle 4.4: Leistungsdaten der elektrischen Maschine in den Arbeitspunkten

4.8 Optimierung der elektrischen Maschine

Im Folgenden soll die elektrische Maschine optimiert werden. In der Luftfahrt spielt das Leistungsgewicht eine zentrale Rolle. Das Optimierungsziel ist es, das Leistungsgewicht und den Wirkungsgrad für den AP1 zu maximieren.

Die gravimetrische Leistungsdichte bezieht sich hierbei auf den Quotienten aus Leistung durch Gewicht. Dieser Optimierungsprozess wurde mit dem Programm Ansys optiSLang durchgeführt.

Es wurde zunächst der Parameterraum für die Eingangsgrößen gesetzt. Dabei wurde hauptsächlich bei den Geometrieparametern mit Verhältnissen gearbeitet, siehe 4.5.

Parameter	Parameterraum
Stromdichte $J / (\text{A}/\text{mm}^2)$	5 - 9
Magnethöhe $h / (\text{mm})$	10 - 30
Segmentwinkel der Magnetisierung $^\circ$	60 - 120
Verhältnis von Rotorblechdurchmesser zu Rotordurchmesser	0,98 - 1
Verhältnis Nuthöhe zu Statordurchmesser	0,65 - 1
Verhältnis von Zahnbreite zu einer Polteilung	0,25 - 0,4
Verhältnis Statorinnen- zu Statoraußendurchmesser	0,925 - 0,955

Tabelle 4.5: Parameterraum für die Optimierung in Ansys optiSLang

Wie aus der Tabelle 4.5 zu entnehmen ist, wurden sieben Parameter optimiert. Für die Optimierung wurden die wichtigsten Parameter ausgewählt, wobei die Hinzuziehung weiterer Parameter einen nicht ergebnisorientierten Rechenaufwand gefordert hätte.

Im Folgendem gehe ich auf den Parameterraum der sieben betrachteten Parameter kurz ein. Bei dem Verhältnis von Nuthöhe zu Statordurchmesser wurde noch eine Jochhöhe von mindestens 10 mm definiert und deswegen geht dieses Verhältnis bis eins. Besonderes Interesse wurde auf den Parameter Verhältnis von Rotorblech zu Rotordurchmesser gelegt, weil dieser darlegt, ob im Ringmotor Rotorblech verbaut werden sollte oder eine Gewichtsreduktion erfolgen könnte. Entspricht das Verhältnis eins, wird für das jeweilige Design kein Rotorblech benötigt.

Der Segmentwinkel der Magnetisierung entspricht dem Verhältnis von radial aufmagnetisierten Magneten und tangential aufmagnetisierten Magneten. Für einen Wert von 0° wären die Magnete nur radial tangential und bei einem Wert von 180° wären diese nur radial aufmagnetisiert. Bei einem Wert von 90° haben die radial und tangential aufmagnetisierten Magnete eine gleiche Breite.

Zunächst wurde der Parameterraum mit dem Advanced Latin Hypercube Sampling (ALHS) abgedeckt. Dabei wurden insgesamt 470 Designs mit der Finiten-Elementen-Methode berechnet. Diese teilen sich in 70 Startdesigns und 100 verfeinerte Designs zu je maximal 5 Iterationen auf.

$$N_{\text{gesamt}} = N_{\text{start}} + N_{\text{fein}} \cdot (N_{\text{iter}} - 1) = 70 + 100 \cdot (5 - 1) = 470 \quad (4.11)$$

Mit dieser Stichprobenanalyse erhält man eine Wahrscheinlichkeitsmatrix (CoP-Matrix), die die Korrelationen zwischen den betrachteten Zuständen angibt. Eine hohe Korrelation zwischen Eingabe- und Zielparametern liegt dabei dann vor, wenn der CoP-Wert eins annimmt. Erreicht dieser Wert null, lässt sich keine Abhängigkeit feststellen. Je näher der CoP-Wert sich eins nähert, desto besser lassen sich die Ausgabeparameter vorhersagen.

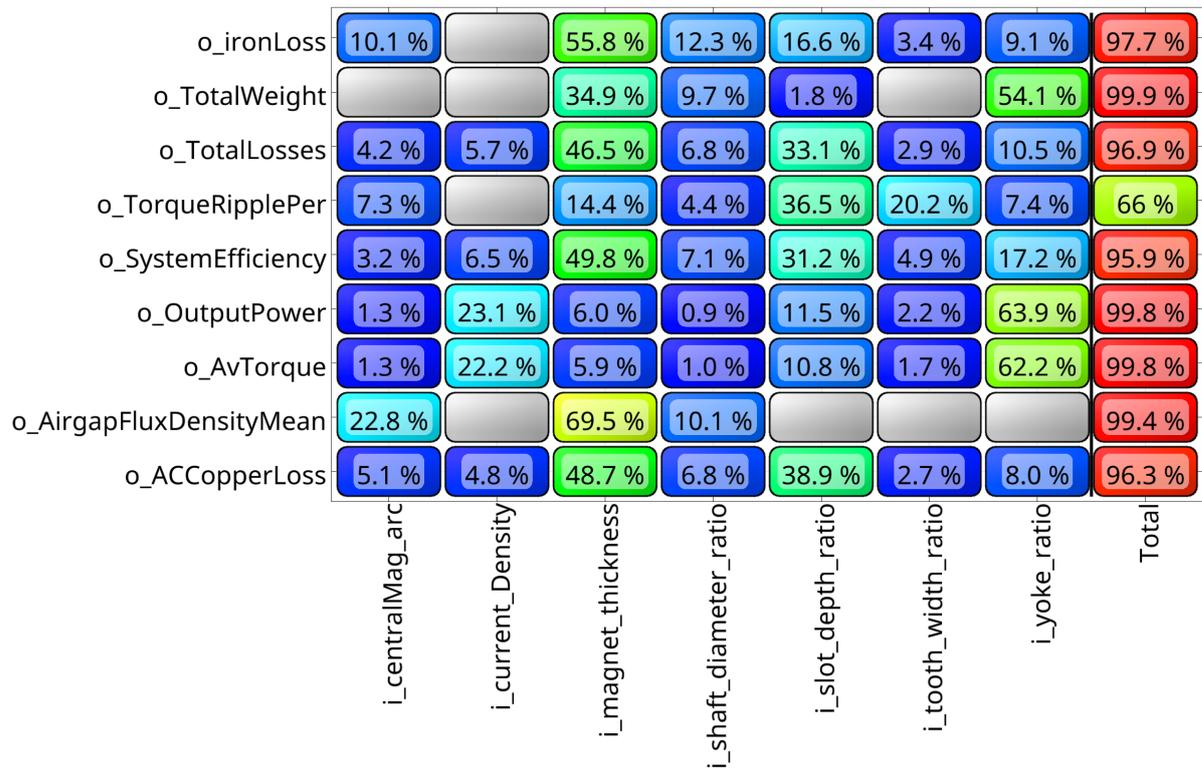


Abbildung 4.6: CoP-Matrix des Parameterraums (Übersetzung siehe Tabelle 6.1)

Wie anhand Abbildung 4.6 zu erkennen ist, lassen sich das Drehmoment und die Ausgangsleistung sehr gut vorhersagen. Für den Wirkungsgrad und die Verluste bekommt man ebenfalls eine relativ gute Vorhersagegenauigkeit. Jedoch ist die Vorhersagegenauigkeit für die Momentenwelligkeit relativ schlecht, da hier viele Eingabeparameter einen Einfluss haben und eine genaue Korrelation hier nicht sichtbar wird.

Ausgehend davon kann nun mithilfe des evolutionären Algorithmus eine Vielzahl an Designs berechnet werden. Der evolutionäre Algorithmus ist für nicht-lineare Probleme und große Parameterräume geeignet. Der Vorteil ist, dass tausende Designs in einigen Minuten bestimmt werden, wohingegen das Erstellen der Stichprobenanalyse mit den berechneten 470 Designs rund zwei Tage Rechenzeit gebraucht hat. Die Vielzahl der Vorhersagen an Designs mit dem evolutionären Algorithmus ist möglich, da keine elektromagnetische Berechnung mit Motor-CAD stattfindet, sondern Werte nur prognostiziert werden.

Mit dem evolutionären Algorithmus wurden auch die Optimierungsziele definiert. Das eine Ziel ist die Maximierung der gravimetrischen Leistungsdichte, das andere Ziel ist die Maximierung des Wirkungsgrades. Als Nebenbedingung wurde eine Begrenzung der totalen Verluste auf höchstens 50 kW eingeführt und eine Ausgangsleistung von mindestens 780 kW.

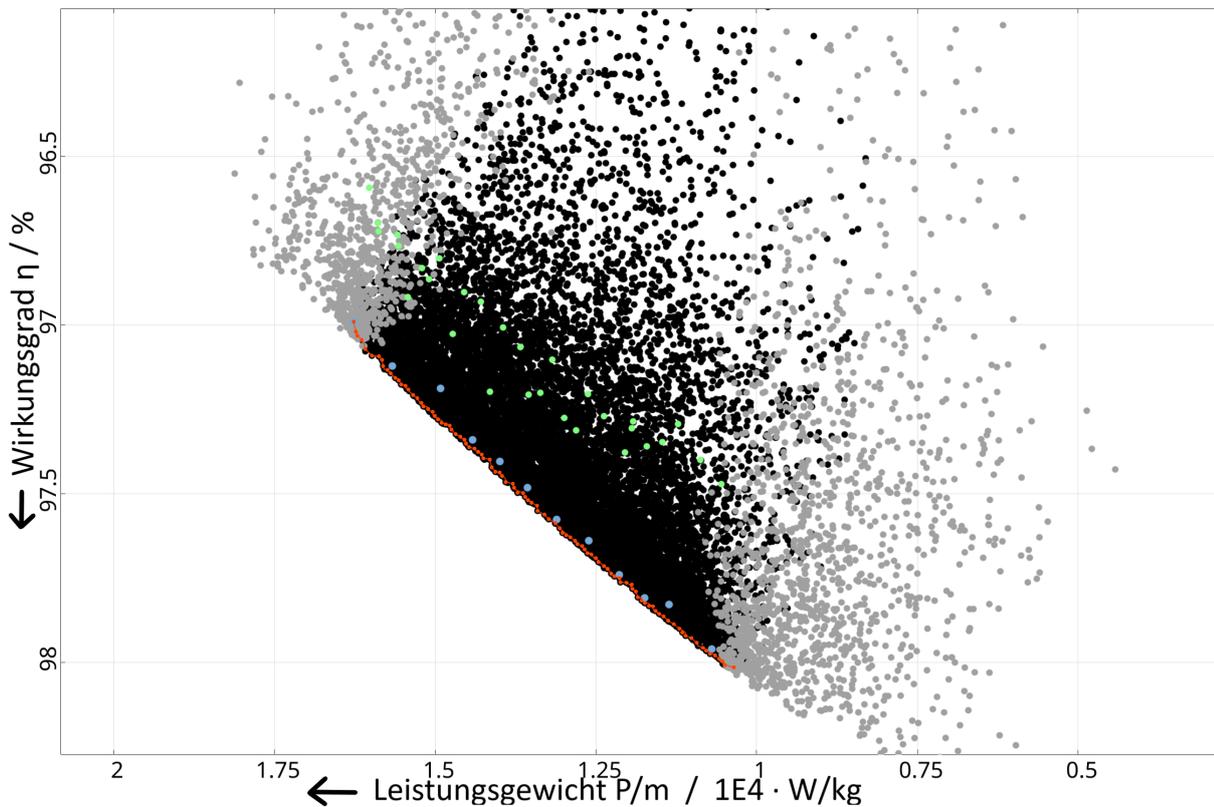


Abbildung 4.7: Pareto-Plot mit den Optimierungszielen der Maximierung des Wirkungsgrades über der Maximierung des Leistungsgewichts

In Abbildung 4.7 erkennt man sehr gut die sich ausbildende Pareto-Front der berechneten Designs. Auf der x-Achse ist die gravimetrischen Leistungsdichte in W/kg zu sehen und auf der y-Achse der Wirkungsgrad in %. Die gravimetrischen Leistungsdichte auf der Pareto-Front geht von etwa 10 kW/kg bis 16 kW/kg. Allerdings ist hier das Gehäuse und die Kühlung nicht mit betrachtet worden, sodass in der Realität ein geringere gravimetrischen Leistungsdichte vorliegt. Die hellgrauen Punkte entsprechen den Designs, die nicht die Anforderungen erfüllen. Die rechte Punktewolke hat eine zu niedrige Ausgangsleistung und die linke Punktewolke überschreitet die zulässigen Verluste. Des Weiteren erkennt man eine Abweichung von den kalkulierten Designs durch den evolutionären Algorithmus (hellblau) mit den validierten Designs, die in Motor-CAD berechnet wurden (hellgrün). Dies lässt sich gut mit der COP-Matrix erklären. Die mechanische Leistung sowie das Gewicht der Designs hatten hohe CoP-Werte mit rund 99 %. Hingegen war der CoP-Wert für den Wirkungsgrad und die Verluste weiterhin gut, fielen aber etwas niedriger aus. Somit wird der Wirkungsgrad etwas ungenauer vorhergesagt. Die Verluste waren stets etwas zu niedrig kalkuliert, wodurch ein zu hoher Wirkungsgrad von rund 0,5 % angenommen wurde. Das heißt, die Pareto-Front und die Designs müssten vertikal nach oben verschoben werden, um den berechneten Designs zu entsprechen.

Nun sollen die Bereiche auf der Pareto-Front näher untersucht werden. Dazu werden einzelne Bereiche wie in Abbildung 4.8 farbig markiert.

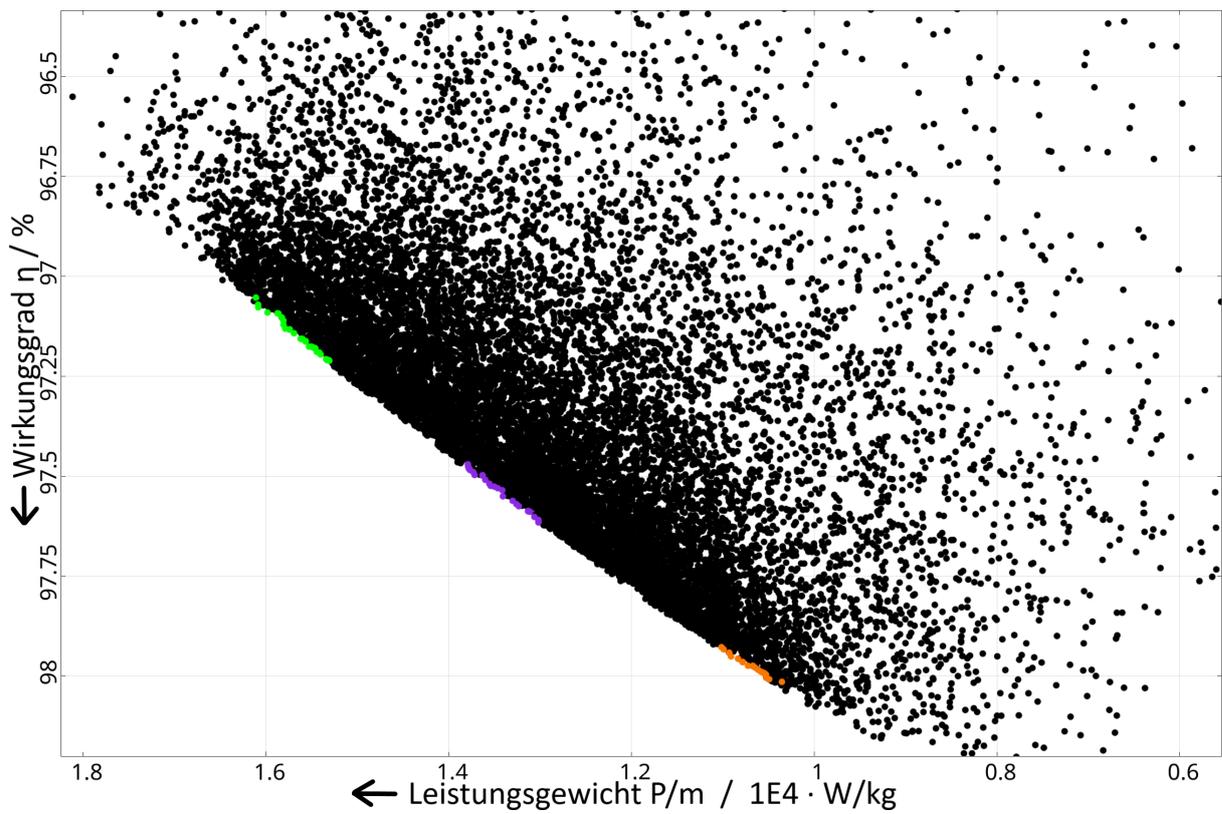


Abbildung 4.8: Pareto-Diagramm mit markierten Bereichen

Damit lassen sich sehr gut Abhängigkeiten über den sogenannten parallelen Koordinatenplot zeigen. Es werden die zu optimierenden Eingabeparameter über die Optimierungsziele und die Nebenbedingungen geplottet (siehe Abbildung 4.9).

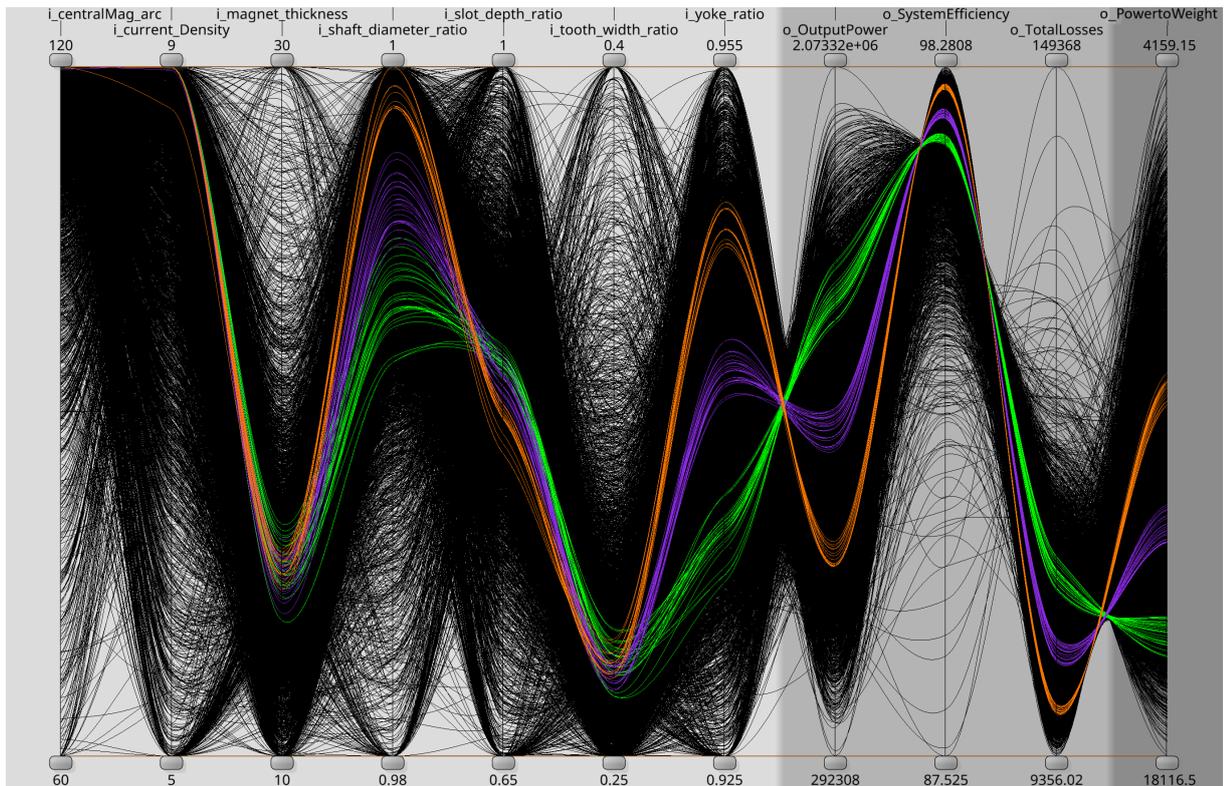


Abbildung 4.9: Parallel-Koordinaten-Plot mit Eingabeparameter und Optimierungsziele sowie Nebenbedingungen (Übersetzung siehe Tabelle 6.1)

Die einzelnen schwarzen Linien sowie die ausgewählten farbigen Linien symbolisieren alle ein Design. Es ist erkennbar, dass bei dem Segmentwinkel der Magnetisierung, wie bei der Stromdichte eine Konzentration auf die maximalen Werte für die optimalen Designs vorliegt. Anders ist es bei der Magnethöhe, die in einem Bereich von 14–17 mm streut. Diese ist anscheinend ideal, um eine ausreichend hohe magnetische Flussdichte im Luftspalt bei gleichzeitig möglichst geringem Motorgewicht zu erhalten. Für das Rotorblech streut der Bereich auf der Pareto-Front ebenfalls stark. Im Fall geringer Ausgangsleistung (orange) kann fast ganz auf das Rotorblech verzichtet werden, wohingegen mit zunehmender Leistung ein Rotorblech sinnvoll erscheint bzw. notwendig ist. Das Verhältnis Zahnbreite ist ebenfalls relativ konzentriert und die Nuthöhe ändert sich etwas mit zunehmender Leistung. Der letzte Eingangsparameter, die Jochhöhe, was aber eigentlich dem Verhältnis von Statoraußendurchmesser zu Statorinnendurchmesser entspricht, variiert ebenfalls stark mit der sich einstellenden Ausgangsleistung. Ein kleinerer Wert vergrößert die Nutfläche und ein größerer Wert verkleinert die Nutfläche.

In meinem Fall sind die orangefarbenen Designs von besonderem Interesse, da diese die geforderte Ausgangsleistung von 800 kW haben. Hingegen haben die lila und grün farbigen Designs eine höhere Ausgangsleistung. Es fällt auf, dass zwar ein etwas besserer Wirkungsgrad mit den Designs mit kleinerer Leistung erzielt wird, jedoch das Leistungsgewicht geringer ist. Darauf gehe ich in Kapitel 6 im Ausblick nochmal ein.

Somit ergibt sich für meine geforderte Maschinenleistung ein Design mit relativ genau definierten

Parametern, da nur die Parameter Rotorblech und Verhältnis Statoraußen- zu Statorinnendurchmesser eine stärkere Streuung aufweisen. Betrachtet man das Gewicht der elektrischen Maschine ohne Kühlung und Gehäuse, kommt man auf eine gravimetrische Leistungsdichte von rund 10 kW/kg bei den orangefarbenen Designs und bis zu 15 kW/kg bei den grünfarbenen Designs.

4.8.1 Vergleich von optimiertem numerischen Design mit Ausgangsdesign

Im Folgendem wird nun ein Design, was auf der Pareto-Front liegt, mit dem anfänglichen numerischen Modell verglichen.

Maschinendaten	Numerische Erstauslegung	Optimierte Auslegung
Mechanische Leistung	800 kW	795 kW
Drehzahl	3000 1/min	3000 1/min
Strangstrom	1120 A	1409 A
Strangspannung	424 V	357,4 V
Strangwindungszahl	18	18
mag. Flussdichte Peak	1,126 T	0,870 T
Polradspannung	241,7 V	198,9 V
Hauptwellenfluss	2,605 mWb	2,229 mWb
Strombelag	35,52 kA/m	43,32
Kupferfläche	438,82 mm ²	313,25 mm ²
Stromdichte	5,11 A/mm ²	9 A/mm ²
mech. Drehmoment	2546 Nm	2530 Nm
Eingangsleistung	821,03 kW	813 kW
Wirkungsgrad	97,40%	97,76%
Leistungsfaktor	0,9824	0,95398
Bestromungswinkel	0,12°	2,7°
Polradwinkel	-10,89°	-15,10°
DC-Kupferverluste	1441 W	2907 W
AC-Kupferverluste	11440 W	7564 W
Magnetverluste	811 W	1235 W
Eisenverluste	7536 W	6414 W
Motorgewicht	100,3 kg	72,79 kg
Motorgewicht mit Kühlung und Gehäuse	124,9 kg	95,7 kg

Tabelle 4.6: Vergleich der numerischen Auslegung mit der optimierten numerischen Auslegung

Wie aus den Daten der Abbildung 4.9 erkennbar ist, führt die verkleinerte Magnethöhe zu einer geringeren magnetischen Flussdichte. Andererseits konnte mit Erhöhung der Stromdichte und somit des Strangstroms die Maschine auf die gleichen Leistungsdaten dimensioniert werden. Besonders von Vorteil ist, dass durch das optimierte Design eine deutliche Gewichtseinsparung vorliegt bei einem etwas verbesserten Wirkungsgrad. So wurde die gravimetrische Leistungsdichte von 6,4 kW/kg auf bis zu 8,3 kW/kg gesteigert.

5 Mechanische und thermische Auslegung

Für die Auslegung der elektrischen Maschine ist neben der elektromagnetischen Betrachtung auch die mechanische und thermische Betrachtung durchzuführen. Ohne diese grundlegenden Auslegungen ist kein zuverlässiger Betrieb der elektrischen Maschine abgesichert.

5.1 Mechanische Auslegung

Aufgrund des relativ großen Durchmessers sowie der sich schnell drehenden Maschine treten hohe Umfangsgeschwindigkeiten auf. Diese führen zu hohen Beanspruchungen des Rotormaterials durch die Zentrifugalkräfte. Mit dem etwas erhöhten Rotoraußendurchmesser $D_R = 1.082 \text{ m}$ und der Drehzahl $n = 3000 \text{ 1/min}$ ergibt sich eine maximale Umfangsgeschwindigkeit $u = 170 \text{ m/s}$. Für das Design des Rotors muss im Besonderen beachtet werden, dass die mechanische Spannungsgrenze im Rotorblech bzw. im Rotor-Stützmaterial nicht überschritten wird und die Befestigung der Magnete auf der Rotoroberfläche der Zentrifugalkraft standhält. Weiterhin ist ggf. die Verformung des Rotors zu beachten, da dieser den Luftspalt verkleinern oder vergrößern kann und somit das elektromagnetische Verhalten beeinflusst. Bei der gewählten Bauart mit Oberflächenmagneten und der oben berechneten Umfangsgeschwindigkeit werden die Magnete auf der Rotoroberfläche aufgeklebt. Eine Fixierung mit einer magnetischen Bandage ist ebenfalls erforderlich.

In der Studie aus [10] wurde eine Bandage mit einer PMSM als Hochgeschwindigkeitsmaschine getestet. In den durchgeführten Test wurden Umfangsgeschwindigkeiten bis $u = 233 \text{ m/s}$ erreicht. Die Dicke der Bandage betrug $h_{\text{Ban}} = 4 \text{ mm}$. Die Tests wurden ohne eine Beschädigung der Bauteile durchgeführt. In meinem Fall habe ich eine Bandage von $h_{\text{Ban}} = 2 \text{ mm}$ genutzt, was aufgrund der niedrigeren Umfangsgeschwindigkeiten und der Möglichkeit einer Nutzung eines potenziell hochleistungsfähigen Bandagenmaterials möglich ist. Entscheidend sind vor allem, in welchen Spannungsrichtungen die Materialien belastet werden, also z. B. tangential oder radial. Eine genauere Verformungsanalyse wurde hier nicht durchgeführt und könnte Teil weiterer Arbeiten sein, da mit einem reduzierten Luftspalt die Flussdichte potenziell erhöht werden kann bzw. bei gleicher Flussdichte die Magnethöhe verringert werden kann, was zu Masseinsparungen führen kann.

Mit Formel (5.1) ist die Abhängigkeit von der Zentrifugalkraft gegenüber der maximal auftretenden mechanischen Spannung sichtbar [30].

$$\sigma_{\max} = C' \cdot \rho \cdot r_r^2 \cdot \Omega \quad (5.1)$$

Hier wird nun ein Elektroblech im Rotor von der Firma Vaccumschmelze genutzt. Das Material Vacodur S Plus hat eine Dichte $\rho = 8120 \text{ kg/m}^3$ und eine mechanische Streckgrenze von $\sigma_{\text{str}} = 800 \text{ MPa}$. Der Faktor C' berücksichtigt die Form des Rotors und wird aufgrund der hohlzylinderähnlichen Form auf eins gesetzt. Setzt man die maximale Spannung mit der mechanischen Streckgrenze gleich und stellt nun die Gleichung nach dem Rotorradius um, so erhält man den maximal zulässigen Wert für diesen.

$$D_{r,\text{max}} = 2 \cdot r_{r,\text{max}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{\sigma_{\text{str}}}{C' \cdot \rho \cdot \omega^2}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{800 \text{ MPa}}{1 \cdot 8120 \text{ kg/m}^3 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 3000 \text{ 1/min})^2}} = 2 \text{ m} \quad (5.2)$$

Dies zeigt, dass der tatsächlich gewählte Durchmesser $D_r = 1,082 \text{ m}$ umsetzbar ist. Anders könnte man auch argumentieren, dass eine Drehzahl um die $n = 5000 \text{ 1/min}$ möglich wäre. Es muss jedoch ein Sicherheitsfaktor mitberücksichtigt werden, sodass die tatsächlich mögliche Drehzahl kleiner ausfallen würde. Entfällt das Elektroblech im Rotor können ggf. sogar noch größere Durchmesser bzw. Drehzahlen anvisiert werden, da Materialien wie Faserverbundwerkstoffe nochmals eine deutliche höhere mechanische Streckgrenze haben.

Abschließend ist festzuhalten, dass es sich hierbei um eine vereinfachte Abschätzung handelt. Eine genauere Analyse wäre mithilfe einer FEM-Berechnung möglich. Zudem müssen Reduktionsfaktoren aufgrund von Dauerfestigkeit und schwellender Belastung berücksichtigt werden. Darüber hinaus blieben die elektromagnetischen Kräfte, die potenziell zu einer Verformung des Rotors führen können, sowie die Eigenmoden der elektrischen Maschine unberücksichtigt. Diese Effekte können Vibrationen, strukturelle Deformationen und erhöhte Lärmemissionen verursachen.

5.2 Thermische Auslegung

Dieser Abschnitt behandelt die thermische Betrachtung für das optimierte Design. Die entstandenen Gesamtverluste von ca. 18 kW werden in der elektrischen Maschine in Wärme umgesetzt und müssen abgeführt werden, um die zulässigen Temperaturen der Materialien nicht zu übersteigen. Besonderes Augenmerk liegt hier auf den Kupferleitern mit ihren Wicklungsisolierungen und den Permanentmagneten. Aus dem Datenblatt zu den N42UH-Magneten geht hervor, dass eine Temperatur bis 180 °C möglich ist. Soll der Magnet im linearen Arbeitsbereich betrieben werden und eine gewisse Entmagnetisierungsfestigkeit beibehalten werden, so ist die Obergrenze ca. 140°C. Des Weiteren sinkt die Remanenzflussdichte mit steigender Temperatur der Magnete, was zu einer geringeren magnetischen Flussdichte im Luftspalt führen kann. Nimmt man an, dass für die Wicklungen eine Isolierung nach der Isolierungsklasse H genutzt wird, liegt die Grenztemperatur dieser bei 180 °C.

Aufgrund des großen Durchmessers und des hohlzylinderförmigen Designs hat man eine große Kühlfläche. Somit wird als Hypothese für die Auslegung der Kühlung eine Luftkühlung als ausreichend angenommen. Dies hat den Vorteil, dass eine teurere und komplexere Fluidkühlung erspart bleibt und keine weitere Gewichtszunahme erfolgt.

Physikalisch kann man die Kühlung als erzwungene Kühlung betrachten, da das Flugzeug sich durch die Luft bewegt und die elektrische Maschine angeströmt wird. Dieser Volumenstrom, der die elektrische Maschine umströmt bzw. durchströmt, wird größer mit zunehmender Anströmgeschwindigkeit.

Die entstandene Wärme im Stator wird vorrangig über die Oberflächenkühlung im Stator abgeführt. Um hier eine verbesserte Wirkung zu erreichen, wird das Gehäuse mit Kühlrippen versehen. Zusätzlich wird der Stator durch die durchströmende Luft im Luftspalt gekühlt. Aufgrund des relativ kleinen Querschnittes des Luftspalts und der hohen Anströmgeschwindigkeiten liegt in diesem eine turbulente Strömung vor. Kritisch für den Stator ist die hohe Stromdichte in den Nuten, da es hier zu einer konzentrierten Wärmeentwicklung kommt. Aufgrund der Rundleiter gibt es Hohlräume in der Nut. Diese Hohlräume sollen ebenfalls mit Luft durchströmt werden, um eine möglichst direkte Wärmeabfuhr zu erreichen.

Weiterhin wird die Rotorinnenseite am Blattansatz über den Luftstrom gekühlt. Hier ist eine Vergrößerung der Oberfläche über Kühlrippen nicht sinnvoll. Auch für den Rotor gilt, dass die durchströmende Luft im Luftspalt kühlt. Das Rotor-Stützmaterial sollte einen möglichst hohen Wärmeleitkoeffizienten haben, um den Wärmestrom der Magnete abzuführen.

5.2.1 Arten der Wärmeübertragung

Grundlegend gibt es drei Arten der Wärmeübertragung:

- Wärmeleitung / Wärmekonduktion
- Wärmekonvektion
- Wärmestrahlung

Als Wärmekonduktion gilt der Wärmestrom innerhalb eines Stoffes, der aufgrund eines Temperaturgradienten entsteht. Mit dem zweiten Hauptsatz der Thermodynamik gilt, dass der Wärmestrom immer in Richtung des geringeren Temperaturniveaus fließt. So ist beispielsweise der Wärmestrom im Statorblech von der Nut zum Luftspalt und hin zum Gehäuse gerichtet, da die Stromwärmeverluste in den Nuten zu den höchsten Temperaturniveaus führen (siehe Tabelle 5.1). Für den eindimensionalen Fall folgt mit der stoffabhängigen Wärmeleitfähigkeit λ sowie der Querschnittfläche A_Q und des Temperaturgradienten ΔT der Dicke des Elements d folgender Zusammenhang:

$$\dot{Q} = \frac{\lambda \cdot A_Q}{d} \cdot \Delta T \quad (5.3)$$

$$R_{th} = \frac{d}{\lambda \cdot A_Q} \quad (5.4)$$

Generell gilt die Wärmekonduktion für alle Vorgänge innerhalb der Materialien sowie den Übergängen zwischen den Materialien. Sei es nun vom Statorblech zum Gehäuse oder vom Statorblech zum Isolierungsmaterial. Das thermische Modell in Motor-CAD ist ein Knotenpunktmodell und

modelliert zwischen den einzelnen Punkten die Übergänge mit thermischen Widerständen gemäß Formel (5.4).

Als Wärmekonvektion wird das Übertragen von Wärme mittels eines Fluids verstanden. Dabei transportiert das Fluid den Wärmestrom von warmen zu kalten Bereichen. Es wird unterschieden in die natürliche Konvektion, die durch Dichteunterschiede verursacht wird und die erzwungene Konvektion, die durch externe Kräfte verursacht wird, also hier die Anströmung der Luft aufgrund der Bewegung des Flugzeuges. Somit liegt eine erzwungene Konvektion an dem Mantelgehäuse sowie bei dem Luftstrom durch den Luftspalt, den Nuten und der Rotorinnenseite vor. Der Wärmestrom ergibt sich dann aus dem Temperaturunterschied zwischen Fluid und Oberfläche, der Oberfläche und dem Wärmeübergangskoeffizienten α . Der Wärmeübergangskoeffizient ist abhängig von:

- Strömungsgeschwindigkeit
- Art der Strömung (turbulent oder laminar)
- Geometrie
- Oberflächenbeschaffenheit

Die Formel für den Wärmestrom aufgrund von Wärmekonvektion lautet dann:

$$\dot{Q} = \alpha \cdot A \cdot \Delta T \quad (5.5)$$

$$R_{\text{th}} = \frac{1}{\alpha \cdot A} \quad (5.6)$$

Die Wärmestrahlung erfolgt durch elektromagnetische Wellen und benötigt kein Medium. In der Praxis ist diese für die hier vorliegenden Temperaturbereiche im Vergleich zur Wärmeleitung und Konvektion nicht von Bedeutung.

Wie oben bereits angesprochen, kann man im Motor-CAD ein thermisches Knotenmodell nutzen, um die Temperaturentwicklung zu überprüfen. Dabei werden die einzelnen Knoten und Quellen (Verluste) und Senken (Fluidstrom) mit den Widerständen R_{th} verknüpft. Für die Wärmeleitung kann der Widerstand aus Formel (5.4) direkt aus der Geometrie und den Materialparametern bestimmt werden. Etwas komplexer ist es für den Widerstand der Wärmekonvektion, da der Wärmeübergangskoeffizient nicht direkt bekannt ist [37].

Für den Volumenstrom im Luftspalt soll nun der Wärmeübergangskoeffizient hergeleitet werden, ähnlich wie es auch in Motor-CAD der Fall ist. Man kann das Problem vereinfachen, indem man annimmt, dass ein Problem mit einem äußeren festen Zylinder und einem inneren rotierenden Zylinder vorliegt.

Allgemein gibt es vier verschiedene Strömungsarten:

- Laminar
- Laminar mit Wirbeln
- Turbulent

- Turbulent mit Wirbeln

Liegt eine reine laminare Strömung vor, kann dies als Wärmeleitung betrachtet werden. Die Wärmeübertragung nimmt zu, wenn sich Wirbel ausbilden und die Strömung turbulent wird. Zunächst soll die Taylor-Zahl Ta berechnet werden, um eine Aussage über das Wirbel- und Turbulenzverhalten zu beschreiben. Die Taylor-Zahl ist in diesem Anwendungsfall abhängig von der Luftspaltgröße δ , der Rotorumfangsgeschwindigkeit u_r , der kinematischen Viskosität ν und dem Rotoraußenradius R_r [35].

$$Ta = \frac{\delta \cdot u_r}{\nu} \cdot \left(\frac{\delta}{R_r} \right)^{0,5} = \frac{0,001 \text{ m} \cdot 170 \text{ m/s}}{1,5 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2/\text{s}} \cdot \left(\frac{0,001 \text{ m}}{0,542 \text{ m}} \right)^{0,5} = 486,8 \quad (5.7)$$

Weiter kann mit der Prandtl-Zahl Pr die Nußelt-Zahl Nu berechnet werden, mit der sich der Wärmeübergang α angeben lässt.

$$Pr = \frac{\eta \cdot c_p}{\lambda} = \frac{1,8 \cdot 10^{-6} \text{ kg}/(\text{m} \cdot \text{s}) \cdot 1006 \text{ J}/(\text{kg} \cdot \text{K})}{0,025 \text{ W}/(\text{m} \cdot \text{K})} = 0,73 \quad (5.8)$$

$$Nu = 0,386 \cdot Ta^{0,5} \cdot Pr^{0,27} = 0,386 \cdot 486,8^{0,5} \cdot 0,73^{0,27} = 7,823 \quad (5.9)$$

$$\alpha = \frac{Nu \cdot \lambda}{2 \cdot \delta} = \frac{7,823 \cdot 0,025 \text{ W}/(\text{m} \cdot \text{K})}{2 \cdot 0,001 \text{ m}} = 97,786 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K}) \quad (5.10)$$

Mit Abbildung 5.1 erkennt man gut, dass der berechnete Wärmeübergangskoeffizient α in etwa dem experimentell bestimmten Wärmeübergang [38] bei Strömungsproblemen im Luftspalt entspricht, unter der Annahme, dass in meinem Fall ein größerer Radius vorliegt.

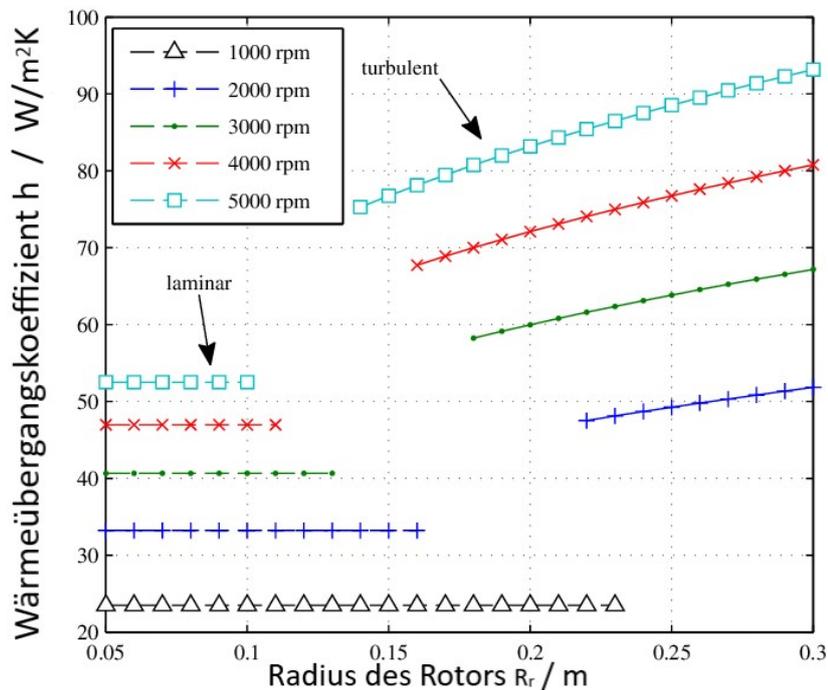


Abbildung 5.1: Ermittelter Wärmeübergangskoeffizient h im Luftspalt einer elektrischen Maschine in Abhängigkeit vom Rotorradius R_r und der Drehzahl n

Mit dem Wärmeübergangskoeffizienten kann nun der thermische Widerstand R_{th} aus Formel (5.6) bestimmt werden und das thermische Netzwerk kann vervollständigt werden. Die Herleitung für erzwungene Konvektion über das Gehäuse und durch die Nut wird ebenfalls über die Taylor-Zahl, Nußelt-Zahl und Prandtl-Zahl berechnet. Die Gleichungen (insbesondere der Taylor-Zahl) können dabei variieren, da das zu untersuchende Ausgangsproblem kein reines Zylinderproblem mehr ist.

5.2.2 Thermisches Modell in Motor-CAD

Hat man nun das thermische Netzwerk in Motor-CAD erstellt, muss für den Luftstrom um das Gehäuse die Anströmgeschwindigkeit und die beiden Volumenströme durch die Nuten und dem Luftspalt, eingestellt werden. Dieser ist mit $\dot{V} = A \cdot v$ abgeschätzt, wobei A die Querschnittsfläche des Luftspalts und v die Geschwindigkeit im Luftspalt sind. So haben sich folgende Luftströme ergeben:

- Luftstrom durch Luftspalt $\dot{V} = 10.0001/\text{min}$
- Luftstrom durch die Nuten $\dot{V} = 3.0001/\text{min}$

Würde z. B. in dem Luftspalt die Anströmgeschwindigkeit $v = 70 \text{ m/s}$ herrschen, so wäre folgender Volumenstrom möglich:

$$\dot{V} = A \cdot v = \frac{\pi}{4} \cdot (d_{\text{si}}^2 - D_{\text{r}}^2) \cdot v = \frac{\pi}{4} \cdot ((1,084 \text{ m})^2 - (1,082 \text{ m})^2) \cdot 70 \text{ m/s} = 14.2801/\text{min} \quad (5.11)$$

Mit steigender Flug- und somit Anströmgeschwindigkeit würde sich der Volumenstrom weiter vergrößern. Es wurde oben gezeigt, dass es sich um eine wirbelbehaftete turbulente Strömung handelt, wodurch die Geschwindigkeit im Luftspalt kleiner wird. Eine genaue Abschätzung von dieser Größe ist schwierig und müsste experimentell oder mit einer computergestützten CFD-Analyse durchgeführt werden.

Die größten Verluste und damit die stärkste Wärmeentwicklung treten während des Starts auf. Für die Leistungsdaten des AP1 der Maschine soll nun das thermische Modell im stationären Zustand mit Motor-CAD gelöst werden. Ziel ist es zu überprüfen, ob die eingestellten Volumenströme die durch die Verluste entstehende Wärme ausreichend abführen können, um ein Überschreiten der zulässigen Maximaltemperaturen zu vermeiden.

Materialien	Maximaltemperaturen
Wicklungen und Isolierung	158 °C
Permanentmagnete	58 °C
Statorblech	99 °C
Rotorblech	55 °C

Tabelle 5.1: Berechnete Maximaltemperaturen mit Motor-CAD

Wie Tabelle 5.1 zu entnehmen ist, wurde keine der Temperaturgrenzen überschritten, sodass die Volumenströme als ausreichend betrachtet werden. In Kapitel 6 bei der Zusammenstellung der Ergebnisse erfolgt eine transiente Analyse, die die Temperaturen der Materialien über das Flugprofil aus Kapitel 2 zeigt.

6 Ergebnisse

6.1 Erkenntnisse

Mit der ausgelegten Kühlung in Motor-CAD kann nun die mechanische Dauerdrehmomentkurve über die Drehzahl erstellt werden, wobei eine iterative Berechnung erfolgt. Die berechneten Temperaturen des thermischen Modells werden in die elektromagnetische Berechnung übernommen und umgekehrt werden die Verluste der elektromagnetischen Berechnung in das thermische Modell übernommen.

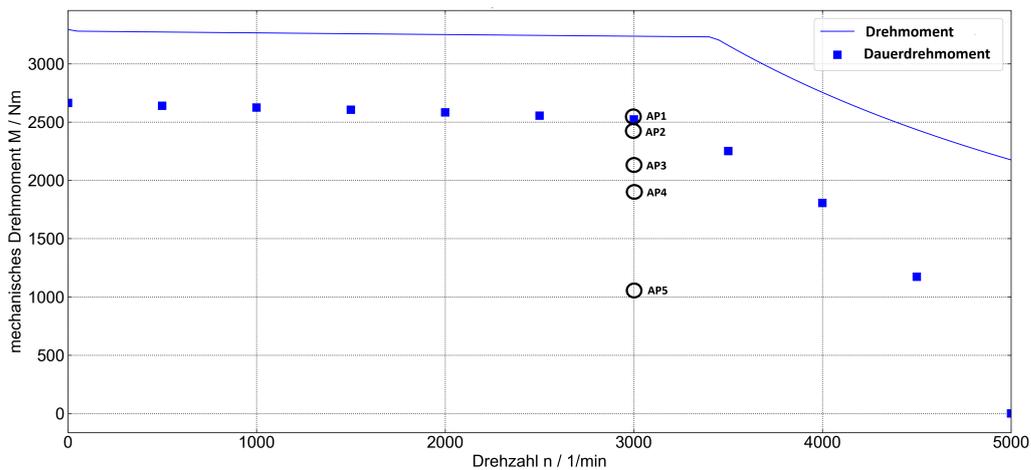


Abbildung 6.1: Drehmoment-Drehzahl Kurve für $I_{s,max} = 2500$ A und Dauerdrehmoment-Drehzahl Kurve für $I_{s,max} = 2000$ A und unter Berücksichtigung der Grenztemperatur mit konfigurierter Kühlung

In Abbildung 6.1 erkennt man, dass für die Arbeitspunkte stets das mechanisch geforderte Drehmoment erreicht wird, auch im Dauerbetrieb bzw. über ein längeres Zeitintervall.

Weiterhin kann durch Kopplung der oben angesprochenen elektromagnetischen Berechnung mit dem thermischen Modell das Wirkungsgradkennfeld für die elektrische Maschine erstellt werden. Dabei wurde ein Eisen- und Wirbelstromverlust-Zuschlagsfaktor von $V_{Fkt} = 2$ angenommen, der Fertigungstoleranzen mitberücksichtigt und diese Verluste verdoppelt. Der Zuschlagsfaktor führt

im Folgendem zu etwas verminderten Wirkungsgraden der elektrischen Maschine und zu erhöhten Maximaltemperaturen.

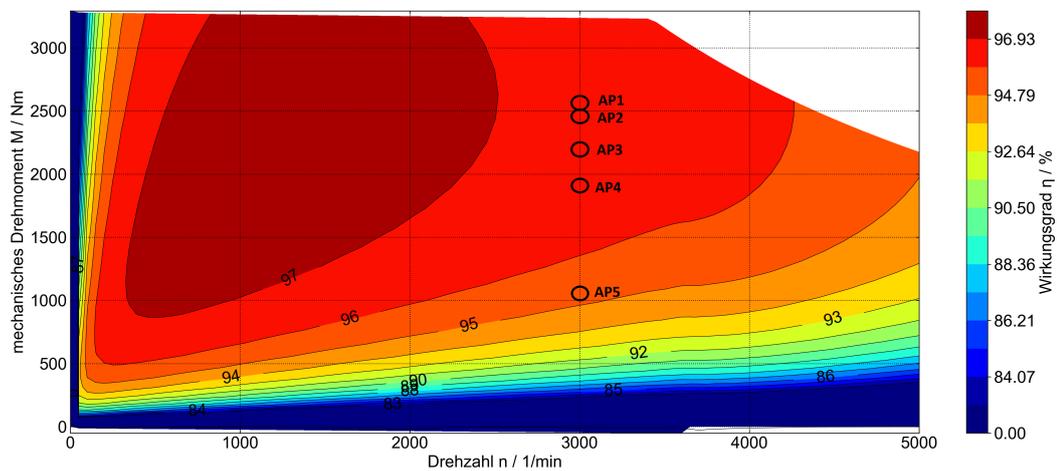


Abbildung 6.2: Wirkungsgradkennfeld der elektrischen Maschine mit den Arbeitspunkten

Die Arbeitspunkte mit ihren zugehörigen Wirkungsgraden lassen sich aus Abbildung 6.2 ablesen. Die Wirkungsgrade in den Arbeitspunkten AP1 bis AP4 sind mit über 96% als sehr effizient einzustufen. Im Gegensatz dazu zeigt der Wirkungsgrad im Arbeitspunkt AP5 (Reiseflug) mit etwas über 95% eine leicht verminderte Effizienz. Dies stellt ein Optimierungspotenzial dar, weil die elektrische Maschine im Reiseflug die längste Betriebsdauer hat. Eine Verbesserung des Wirkungsgrades ist in diesem Betriebsbereich anzustreben, um die Gesamteffizienz des Systems zu maximieren.

In Kapitel 2 wurde ein Flugprofil definiert, woraus die Anforderungen für die elektrische Maschine abgeleitet wurden. Nun soll noch einmal aus thermischer Sicht die elektrische Maschine validiert werden. Dazu werden die Maximaltemperaturen der Wicklungen mit Isolierung, der Magnete, des Statorblechs und des Rotorblechs über das Flugprofil angegeben.

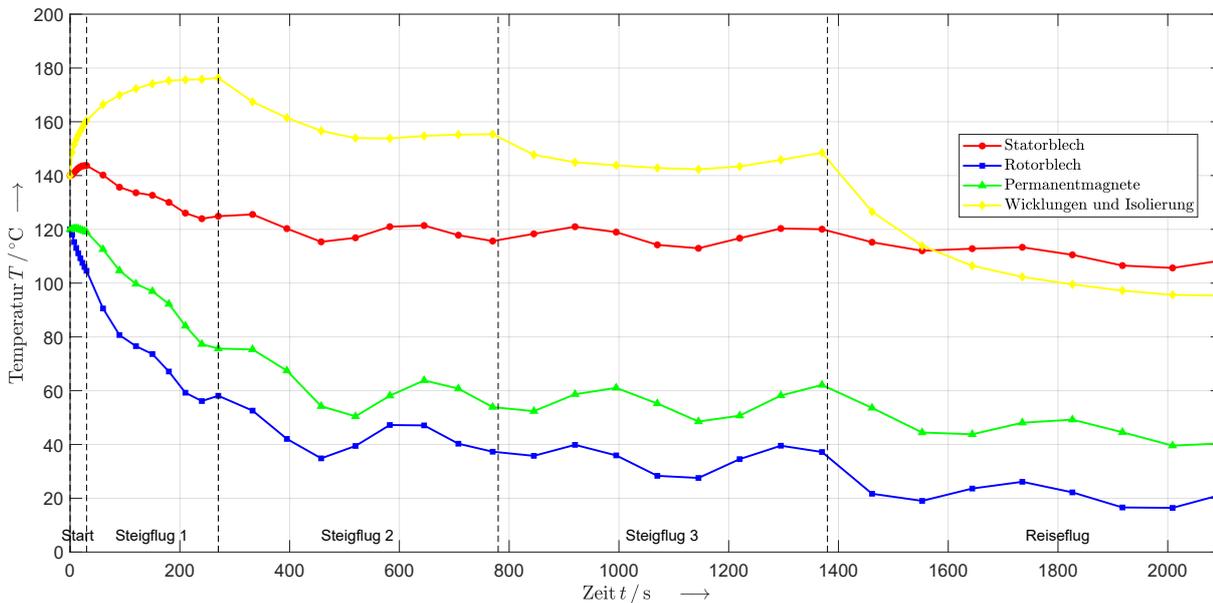


Abbildung 6.3: Maximaltemperaturen der Materialien über das definierte Flugprofil

Wie in Abbildung 6.3 dargestellt, überschreitet keines der betrachteten Materialien die zulässige Maximaltemperatur. Die Wicklungen und deren Isolierung erreichen zwar kurzfristig eine Spitzentemperatur von 177 °C, jedoch fällt die Temperatur anschließend wieder aufgrund des verringerten Leistungsbedarfs in späteren Flugphasen. Die Maximaltemperatur der Permanentmagnete bleibt mit 120 °C ebenfalls deutlich unterhalb des zulässigen Grenzwerts.

Es zeigt sich, dass die kritischen Phasen hinsichtlich der thermischen Belastung vor allem der Start sowie der erste Steigflugabschnitt sind. In diesen Betriebszuständen ist der Leistungsbedarf am höchsten, was zu den größten elektrischen und magnetischen Verlusten führt. Zusätzlich bewirkt der Temperaturabfall mit zunehmender Flughöhe eine natürliche Verbesserung der Wärmeabfuhr, wodurch ein zusätzlicher Kühleffekt erzielt wird.

6.2 Zusammenfassung

Im Zuge der notwendigen Transformation der Luftfahrtindustrie hin zu nachhaltigeren Technologien rücken elektrische Antriebssysteme als Alternative zu herkömmlichen Triebwerkstechnologien in den Fokus. In dieser Bachelorarbeit wurde ein elektrisches Antriebskonzept untersucht, das auf einem unkonventionellen Ringpropeller-Design basiert. Dieses Konzept erfordert eine spezielle Auslegung der elektrischen Maschine, die den spezifischen Anforderungen des Ringpropellers gerecht wird.

Zu Beginn wurde ein Überblick über bestehende Konzepte von Ringmotoren mit Ringpropellern gegeben. Anschließend erfolgte eine aerodynamische Betrachtung des Ringpropellers, die mithilfe der Software JavaProp durchgeführt wurde. Unter Berücksichtigung des Flugprofils einer Dash 8

Q300-Flugzeugs konnte der Propeller dimensioniert werden. Die daraus resultierenden Propellerparameter und das Flugprofil bildeten die Grundlage für die Anforderungen an die elektrische Maschine.

Auf Basis einer Literaturrecherche fiel die Wahl auf eine Permanentmagnet-Synchronmaschine mit einem Halbach-Array im Rotor. Die elektrische Maschine wurde gemäß den Anforderungen an die Maximalleistung dimensioniert, wobei zunächst die zugrundeliegenden theoretischen Zusammenhänge erläutert wurden.

Unter Anwendung der Finite-Elemente-Methode in der Software Ansys Motor-CAD wurde die Maschine analysiert und die Leistungsdaten für die einzelnen Arbeitspunkte entlang des Flugprofils ermittelt. Da in der Luftfahrt das Leistungsgewicht von zentraler Bedeutung ist, wurde die Maschine hinsichtlich maximaler Leistung, minimalem Gewicht und hohem Wirkungsgrad optimiert. Durch diesen Optimierungsprozess konnte eine Gewichtsreduktion von über 20 kg erreicht werden, während das Leistungsgewicht um 2 kW/kg auf etwa 8,4 kW/kg gesteigert wurde.

Abschließend erfolgte eine Validierung der Maschine hinsichtlich thermischer und mechanischer Beanspruchung. Dies ermöglichte die Erstellung eines Wirkungsgradkennfeldes und die Überprüfung, ob die Maschine das Flugprofil unter Einhaltung der zulässigen Materialtemperaturen durchfahren kann.

6.3 Ausblick

In dieser Bachelorarbeit wurde ein vergleichsweise breites Themenspektrum abgedeckt. Jedoch konnten aufgrund der Komplexität bestimmte Aspekte nur angerissen werden. Ein Beispiel dafür ist die Lagerung der elektrischen Maschine. Die durchgeführten thermischen und mechanischen Analysen erfolgten auf vereinfachten Annahmen und erfordern für eine präzisere Validierung entweder detailliertere numerische Berechnungen oder eine experimentelle Überprüfung der getroffenen Annahmen.

Ein weiterer relevanter Aspekt für zukünftige Arbeiten ist die bessere Abstimmung zwischen Ringpropeller und elektrischer Maschine. Mit den Vorgaben zu dieser Bachelorarbeit sollte eine elektrische Maschine mit möglichst hoher Leistung ausgelegt werden, in der Annahme, dass eine gute gravimetrische Leistungsdichte erzielt wird. Die Vorgabe für den Durchmesser des Propellers, der gleichzeitig den Durchmesser der elektrischen Maschine bestimmt, erfolgte aus Annahmen für den Bauraum und den auftretenden mechanischen Beanspruchungen. Wie in der Arbeit gezeigt wurde, sind beide Komponenten nicht optimal aufeinander abgestimmt. In zukünftigen Arbeiten sollte ein optimales Verhältnis zwischen Propellerdurchmesser, der dem Rotorinnendurchmesser entspricht, und der mechanischen Leistung der elektrischen Maschine, die in den Propeller übertragen wird, gefunden werden. Diesbezüglich wurde festgestellt, dass mit zunehmender mechanischer Leistung der elektrischen Maschine das Leistungsgewicht steigt, jedoch der Wirkungsgrad abnimmt.

Abschließend sollte in weiteren Betrachtungen der Wirkungsgrad des Antriebsstrangs, der sich aus dem Wirkungsgrad der elektrischen Maschine und des Propellers und ggf. des Umrichters ergibt, unter Berücksichtigung eines geforderten Leistungsgewichts betrachtet werden. Dies erfordert eine

ganzheitliche Betrachtung des gesamten Antriebsstrangs, um Synergien zwischen den einzelnen Komponenten bestmöglich auszunutzen.

Literaturverzeichnis

- [1] Anne-Marie Blackburn und John Cook. *Fakt ist: Die Erwärmungspause zwischen 1945 und 1975 spricht nicht gegen den menschengemachten Klimawandel. Damals überdeckten Aerosole den Effekt der CO₂-Emissionen*. 2010. [Online], abgerufen am 09.12.2024. URL: <https://www.klimafakten.de/klimawissen/fakt-ist/fakt-ist-die-erwaermungspause-zwischen-1945-und-1975-spricht-nicht-gegen-den>
- [2] Deutscher Bundestag; Parlamentsnachrichten. *Deutschland soll bis 2045 klimaneutral werden*. 2021. [Online], abgerufen am 09.12.2024. URL: <https://www.bundestag.de/presse/hib/845560-845560>
- [3] Bundesministerium für Digitales und Verkehr. *Klimaneutrale Luftfahrt – Gemeinsames Papier der Bundesregierung*. 2022. [Online], abgerufen am 09.12.2024. URL: <https://www.bmdv.bund.de/SharedDocs/DE/Anlage/K/presse/037-klimaneutrale-luftfahrt.pdf?-blob=publicationFile>
- [4] Afshar Kasaei u. a. „Advancements and Applications of Rim-Driven Fans in Aerial Vehicles: A Comprehensive Review“. In: *Applied Sciences* 13.22 (2023). ISSN: 2076-3417. URL: <https://www.mdpi.com/2076-3417/13/22/12502>.
- [5] Jeffrey Colin. *Siemens' world-record electric aircraft motor punches above its weight*. 2015. [Online], abgerufen am 10.12.2024. URL: <https://newatlas.com/siemens-world-record-electric-motor-aircraft/37048/>
- [6] Kurt Papathakis u. a. *Design and Development of Nano-electro Fuel Batteries and Rim-driven Motors for Electrified Aircraft Applications*. 2021. [Online], abgerufen am 10.12.2024. URL: <https://ntrs.nasa.gov/citations/20210010031>
- [7] Oleg Goushcha, Maxwell Kogler und Hasan Raza. „Aerodynamic and Acoustic Performance of a Rim Driven Thruster“. In: *AIAA AVIATION 2020 FORUM*. DOI: 10.2514/6.2020-2756. URL: <https://arc.aiaa.org/doi/abs/10.2514/6.2020-2756>.
- [8] Robert C. Bolam u. a. „Aerodynamic Analysis and Design of a Rim-Driven Fan for Fast Flight“. In: *Journal of Propulsion and Power* 37.2 (2021), S. 179–191. DOI: 10.2514/1.B37736. URL: <https://doi.org/10.2514/1.B37736>.
- [9] GreenGear.de Blog. *Elektrischer Antrieb – der Elektromotor*. 2012. [Online], abgerufen am 10.12.2024. URL: <https://www.greengear.de/elektrischer-antrieb-der-elektromotor/>
- [10] Bernd Ponick Martin Enno Gerlach Maximilian Zajonc. „Mechanical stress and deformation in the rotors of a high-speed PMSM and IM“. In: *e + i Elektrotechnik und Informationstechnik* 138 (2021), S. 96–109. DOI: 10.1007/s00502-021-00866-5. URL: <https://doi.org/10.1007/s00502-021-00866-5>.

-
- [11] Francesco Grilli u. a. „Superconducting motors for aircraft propulsion: the Advanced Superconducting Motor Experimental Demonstrator project“. In: *Journal of Physics: Conference Series* 1590.1 (2020), S. 012051. DOI: 10.1088/1742-6596/1590/1/012051. URL: <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1742-6596/1590/1/012051>.
- [12] Dennis Eichenberg; Christopher Gallo; Paul Solano; William Thompson; und Daniel Vrnak. *Development of a 32 Inch Diameter Levitated Ducted Fan Conceptual Design*. 2006. [Online], abgerufen am 10.12.2024. URL: <https://ntrs.nasa.gov/citations/20070006851>
- [13] Burkhard Domke. *Counter-rotating Open Rotor (CROR) aka Propfan*. 2009. [Online], abgerufen am 10.12.2024. URL: <https://b-domke.de/AviationImages/Propfan/0810.html>
- [14] Willy Bräunling. *Flugzeugtriebwerke*. 4. Aufl. Springer Vieweg, 2017. ISBN: 978-3-642-34538-8.
- [15] Pedro Alves, Miguel Silvestre und Pedro Gamboa. „Aircraft Propellers—Is There a Future?“ In: *Energies* 13 (2020), S. 4157. DOI: 10.3390/en13164157. URL: https://www.researchgate.net/publication/343622295_Aircraft_Propellers-Is_There_a_Future.
- [16] Marius-Silviu Donea. *Multiphysikalische Betrachtung des elektrischen Antriebsstranges für das Flugzeug Do 128-6*. Shaker Verlag, 2017. ISBN: 978-3-8440-5377-7.
- [17] Martin Hepperle. *JavaProp - Design and Analysis of Propellers*. 2018. [Online], abgerufen am 11.12.2024. URL: <http://www.mh-aerotoools.de/airfoils/javaprop.htm>
- [18] Define Aviation. *CFI lesson plans to teach aviation lessons as a Certified Flight Instructor*. [Online], abgerufen am 10.12.2024. URL: <https://defineaviation.info/>
- [19] Christian Matalla. *Dimensionierung von Propellerflugzeugen*. 2006. [Online], abgerufen am 13.12.2024. URL: <https://www.fzt.haw-hamburg.de/pers/Scholz/arbeiten/TextMatalla.pdf>
- [20] Eurocontrol. *Aircraft Performance Database DH8C*. [Online], abgerufen am 13.12.2024. URL: <https://contentzone.eurocontrol.int/aircraftperformance/details.aspx?ICAO=DH8C&GroupFilter=9>
- [21] Wenger Engineering GmbH. *Luft*. [Online], abgerufen am 14.12.2024. URL: <https://stoffdaten-online.de/luft/>
- [22] Wikipedia. *Luftdichte*. [Online], abgerufen am 14.12.2024. URL: <https://de.wikipedia.org/wiki/Luftdichte>
- [23] Wikipedia. *Schallgeschwindigkeit*. [Online], abgerufen am 14.12.2024. URL: <https://de.wikipedia.org/wiki/Schallgeschwindigkeit>
- [24] Andreas Binder. *M9:Permanentmagnet-Synchronservomotor*. [Online], abgerufen am 15.12.2024. URL: https://www.ew.tu-darmstadt.de/media/ew/rd/ew_praktika/lv_praktika/anleitungen/M9_Permanentmagnet-Synchronservomotor_v2.4.pdf
- [25] Andreas Binder. *Elektrische Maschinen und Antriebe Grundlagen, Betriebsverhalten*. 2. Aufl. Springer Vieweg, 2017. ISBN: 978-3-662-53240-9.

-
- [26] Lahcen Amri u. a. „Design and Optimization of Synchronous Motor Using PM Halbach Arrays for Rim-Driven Counter-Rotating Pump“. In: *Energies* 16.7 (2023). ISSN: 1996-1073. DOI: 10.3390/en16073070. URL: <https://www.mdpi.com/1996-1073/16/7/3070>.
- [27] Suman Dwari und Leila Parsa. „Design of Halbach-Array-Based Permanent-Magnet Motors With High Acceleration“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 58.9 (2011), S. 3768–3775. DOI: 10.1109/TIE.2011.2112315.
- [28] Christian Lechner. *Entwicklung und Konstruktion einer permanentmagneterregten Synchronmaschine für einen Formula Student Elektrorennboliden [Diploma Thesis, Technische Universität Wien]*. 2015. [Online], abgerufen am 16.12.2024. URL: <https://doi.org/10.34726/hss.2015.28803>
- [29] Florence Meier und Juliette Soulard. „PMSMs with Non-Overlapping Concentrated Windings: Design Guidelines and Model References“. In: (2009). URL: https://www.researchgate.net/publication/228352876_PMSMs_with_Non-Overlapping_Concentrated_Windings_Design_Guidelines_and_Model_References.
- [30] Juha Pyrhönen und Tapani Jokinen und Valeria Hrabovcova. *Design of Rotating Electrical Machines*. 2. Aufl. Wiley Verlag, 2014. ISBN: 978-1-118-58157-5.
- [31] Andreas Binder. *Motor Development for Electrical Drive Systems*. 2017.
- [32] Germar Müller und Karl Vogt und Bernd Ponick. *Berechnung elektrischer Maschinen*. 6. Aufl. Wiley-VCH Verlag, 2008. ISBN: 978-3-527-40525-1.
- [33] ZeroAvia. *400 kW Bidirectional Inverter 400–830 Vdc*. 2024. [Online], abgerufen am 18.12.2024. URL: <https://zeroavia.com/wp-content/uploads/2024/05/Inverter-Dual-Datasheet-8-digital.pdf>
- [34] Lars Böttcher; Katja Arnhold. *Elektrifizierung auf der Überholspur: Wie Siliziumkarbid die Leistungselektronik vorantreibt*. 2024. [Online], abgerufen am 18.12.2024. URL: <https://blog.izm.fraunhofer.de/de/siliziumkarbid-in-der-leistungselektronik/>
- [35] Ansys. *Ansys Motor-CAD*. [Online], abgerufen am 16.12.2024. URL: <https://www.ansys.com/de-de/products/electronics/ansys-motor-cad>
- [36] Circuit Globe. *Reluctance Torque*. 2024. [Online], abgerufen am 20.12.2024. URL: <https://circuitglobe.com/reluctance-torque.html>
- [37] Felix Hoffmann. „Thermische Modellierung permanentmagneterregter Synchronmaschinen mit wellenseitiger Öl-Sprühkühlung“. Diss. 2024. DOI: 10.5445/IR/1000172334.
- [38] David A. Howey, Peter R. N. Childs und Andrew S. Holmes. „Air-Gap Convection in Rotating Electrical Machines“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 59.3 (2012), S. 1367–1375. DOI: 10.1109/TIE.2010.2100337.
- [39] Janine Ebersberger u. a. „Power Distribution and Propulsion System for an All-Electric Short-Range Commuter Aircraft - A Case Study“. In: *IEEE Access* PP (2022), S. 1–1. DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3217650.
- [40] Arnold Magnetics. *Sintered Neodymium-Iron-Boron Magnetes*. 2024. [Online], abgerufen am 20.12.2024. URL: <https://www.arnoldmagnetics.com/wp-content/uploads/2017/11/N42UH-151021.pdf>

Anhang

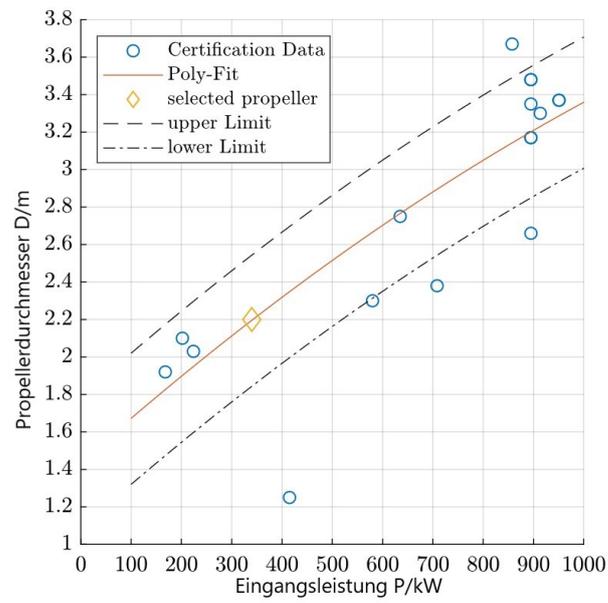


Abbildung 6.4: Leistungsdurchmesser Verhältnis für Propeller [39]

Geben Sie die Entwurfsdaten ein und wählen Sie dann 'Entwurf'.

Propeller Name:

Blattzahl B: [-]

Drehzahl rpm: [1/min]

Durchmesser D: [m]

Spinner Durchm. Dsp: [m]

Geschwindigkeit v: [m/s]

Schub T: [N]

Manteltiefe: [-]

Mantelwinkel: [°]

Mantelschraube breite Spitze offene Nabe

Propeller			
v/(nD)	1,44	v/(ΩR)	0,458
Wirkungsgrad η	47,613 %	Belastung	sehr hoch
Schub T	5.149,45 N	Ct	1,6413
Leistung P	778,69 kW	Cp	4,9638
Drehmoment Q	2,48 kNm	Cs	1,0452
β at 75%R	56,9°	Steigung H	3,61 m

(a) Daten Propeller für Steigflug 1 mit $D = 1\text{ m}$ und $n = 3000 \frac{1}{\text{min}}$

Geben Sie die Entwurfsdaten ein und wählen Sie dann 'Entwurf'.

Propeller Name:

Blattzahl B: [-]

Drehzahl rpm: [1/min]

Durchmesser D: [m]

Spinner Durchm. Dsp: [m]

Geschwindigkeit v: [m/s]

Schub T: [N]

Manteltiefe: [-]

Mantelwinkel: [°]

Mantelschraube breite Spitze offene Nabe

Propeller			
v/(nD)	1,44	v/(ΩR)	0,458
Wirkungsgrad η	80,257 %	Belastung	mittel
Schub T	5.148,68 N	Ct	0,4103
Leistung P	461,9 kW	Cp	0,7361
Drehmoment Q	2,94 kNm	Cs	1,531
β at 75%R	42,1°	Steigung H	4,26 m

Hinweis: die Drehzahl wird auch für die Analyse verwendet.

(b) Daten Propeller für Steigflug 1 mit $D = 2\text{ m}$ und $n = 1500 \frac{1}{\text{min}}$

Abbildung 6.5: Vergleich der Propellerleistungsdaten bei gleicher Umfangsgeschwindigkeit und verändertem Durchmesser und veränderter Drehzahl [17]

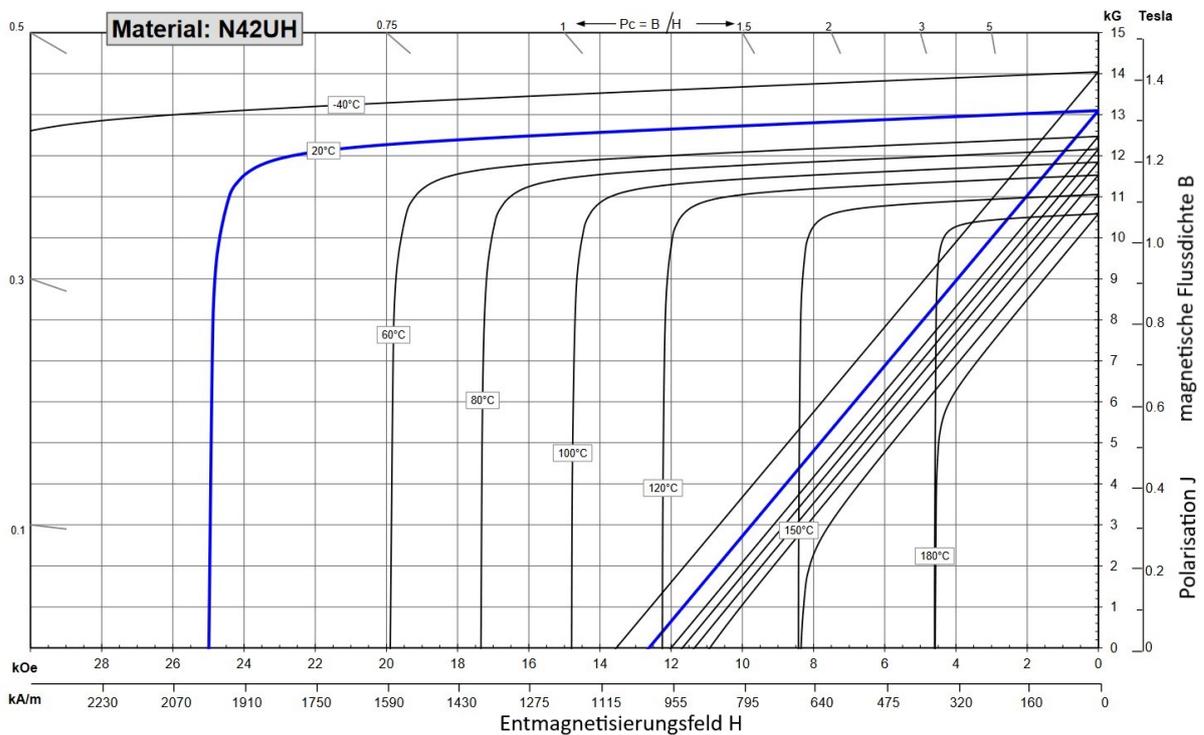


Abbildung 6.6: Demagnetisierungsverhalten des N42UH [40]

Begriff	Übersetzung
o_ironLoss	Eisenverluste
o_TotalWeight	Gewicht Motor ohne Gehäuse und Kühlung
o_TotalLosses	Gesamtverluste
o_TorquePipplePer	Momentenrippel in Prozent
o_SystemEfficiency	Wirkungsgrad
o_OutputPower	mechanische Leistung
o_AvTorque	mechanisches Drehmoment
o_AirgapFluxDensityMean	mittlere magnetische Flussdichte im Luftspalt
o_ACCopperLoss	Kupferverluste
o_PowertoWeight	Leistungsgewicht (ohne Gehäuse und Kühlung)
i_centralMag_arc	Segmentwinkel der Magnetisierung
i_current_Density	Stromdichte
i_magnet_thickness	Magnethöhe
i_shaft_diameter_ratio	Verhältnis von Rotorblech zu Rotordurchmesser
i_slot_depth_ratio	Verhältnis Nuthöhe zu Statordurchmesser
i_tooth_width_ratio	Verhältnis von Zahnbreite zu einer Polteilung
i_yoke_ratio	Verhältnis Statorinnen- zu Statoraußendurchmesser

Tabelle 6.1: Übersetzung und der Ein- und Ausgangsparameter bezüglich der Optimierung der elektrischen Maschine