

Entwicklung eines vollintegrierten Kleinspannungstraktionsantriebs

Vom Fachbereich Elektrotechnik, Informationstechnik und
Medientechnik
der Bergischen Universität Wuppertal
genehmigte

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor der Ingenieurwissenschaften

von
M.Sc. Marius Finke
Wuppertal 2024

Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Stefan Soter, Elektrische Maschinen und Antriebe
Bergische Universität Wuppertal

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Benedikt Schmülling, Elektromobilität und
Energiespeichersysteme
Bergische Universität Wuppertal

Disputation: 13. September 2024

Danksagung

An erster Stelle möchte ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Stefan Soter, dem Inhaber des Lehrstuhls für elektrische Maschinen und Antriebe an der Bergischen Universität Wuppertal, meinen aufrichtigen Dank aussprechen. Seine kontinuierliche Unterstützung und seine wertvollen fachlichen Ratschläge waren für das Gelingen dieser Arbeit von unschätzbarem Wert.

Ein herzlicher Dank gilt Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. Benedikt Schmülling dem Inhaber des Lehrstuhls für Elektromobilität und Energiespeichersysteme für die freundliche Übernahme des Korreferats.

Besonderer Dank gebührt Herrn Dr.-Ing. Sebastian Gruber für seine äußerst wertvollen fachlichen Anregungen und seine umfassende lektorische Unterstützung. Seine Expertise hat maßgeblich zu dieser Arbeit beigetragen.

Für die anregenden Diskussionen über Regelungstechnik und die bereitwillige Unterstützung möchte ich Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. Ralph Schmidt von der Fakultät Maschinen und Systeme der Hochschule Esslingen meinen Dank aussprechen.

Ebenso möchte ich allen ehemaligen Arbeitskollegen und Studierenden danken, die mich während meiner Arbeit am Lehrstuhl unterstützt haben. Ihre freundschaftliche Zusammenarbeit und ihre wertvollen Beiträge haben entscheidend zum Erfolg dieser Arbeit beigetragen.

Ein besonderer Dank gilt meiner Schwägerin Veronika für ihre unermüdliche Unterstützung beim Lektorat. Ihre sprachliche Expertise hat maßgeblich zur Verbesserung der Verständlichkeit dieser Arbeit beigetragen.

Mein beruflicher Werdegang begann mit einer Ausbildung zum Energieanlagen Elektroniker. Hierfür möchte ich meinen Eltern meinen tiefsten Dank aussprechen, die mich stets motiviert und unterstützt haben.

Abschließend möchte ich meiner Frau Sarah und meinen Kindern Lola und Titus für ihren unerschütterlichen Rückhalt und ihre unendliche Geduld danken. Ihnen verdanke ich es, dass diese Arbeit trotz der Herausforderungen des Berufsalltags entstehen konnte.

©2024 Marius Finke

Alle Rechte, auch die der fototechnischen und elektronischen Speicherung und Wiedergabe vorbehalten. Die gewerbliche Nutzung der in diesem Produkt gezeigten Modelle und Arbeiten bedürfen der ausdrücklichen Genehmigung des Rechteinhabers.

Kurzfassung

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit der Analyse, Auslegung und Optimierung, sowie der anschließenden Vermessung einer neuen Antriebstopologie, des „vollintegrierten Kleinspannungstreaktionsantriebs“. Der Antrieb besteht aus einem Drehfeldmotor, einem Wechselrichter und einer Batterie, die ohne Kabel miteinander verbunden sind. Dies wird erreicht, indem die Batterie um den Motor angeordnet wird und die Platine des Wechselrichters den Motor mit der Batterie verbindet. In den Nuten des Stators befindet sich jeweils nur ein Leiter. Diese Leiter werden auf der Seite der Antriebswelle des Motors elektrisch verbunden und weisen Ähnlichkeiten mit dem Kurzschlusskäfig eines Asynchronmotors auf. Auf der Wechselrichterplatine ist für jeden Leiter eine Halbbrücke vorgesehen.

Die Auslegung basiert sowohl auf analytischen als auch auf numerischen Ansätzen, die in einem iterativen Prozess angeordnet sind. Ein Demonstrator wird an einem Prüfstand mit einer Belastungsmaschine getestet und validiert.

Abstract

This work deals with the analysis, design, optimization, and subsequent measurement of a new drive topology, the so-called “fully integrated low-voltage reaction drive”. The drive consists of a field motor, an inverter, and a battery that are connected without cables. This is achieved by arranging the battery around the motor and connecting the inverter board to the motor and the battery. Each slot in the stator contains only one conductor. These conductors are electrically connected on the side of the motor’s drive shaft and resemble the squirrel cage in an asynchronous motor. A half-bridge is provided for each conductor on the inverter board. The design is based on both analytical and numerical approaches, which are organized in an iterative process. A demonstrator is tested and validated on a test bench with a load machine.

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	1
1.1. Gliederung	2
1.2. Stand der Technik aktueller Traktionsantriebe in Elektro- oder Hybridfahrzeugen	3
1.3. Motivation	6
2. Systemkonzept	10
2.1. Motorwicklung	10
2.2. Inverter	15
2.2.1. Leistungselektronik	15
2.2.2. Phasenstrommessung	17
2.2.3. Motorsteuergerät	19
2.3. Batterie	19
2.3.1. Batterieaufbau	19
2.3.2. Batteriestrommessung	21
2.4. Kühlung	22
2.5. Übersicht	23
3. Analytische Betrachtung	26
3.1. Motor	27
3.1.1. Motorentyp	27
3.1.2. Ideelle Eisenlänge	30
3.1.3. Polteilung und Nutteilung	31
3.1.4. Polbedeckung	31
3.1.5. Luftspaltflussdichte	32
3.1.6. Schrägung	33
3.1.7. Induzierte Spannung	34
3.1.8. Mechanische Leistung	35
3.1.9. Drehmoment	35
3.1.10. Strombelag	36
3.1.11. Induktivität	36
3.1.12. Stator Flussdichten	37
3.1.13. Eisenverlustleistung	40
3.1.14. Skin-Effekt im Leiter	43
3.1.15. Wicklungswiderstand	43
3.1.16. Stromwärmeverlustleistung	44
3.2. Inverter	44
3.2.1. Schaltverhalten des MOSFETs	44
3.2.2. Einschaltverhalten	47
3.2.3. Ausschaltverhalten	48
3.2.4. Schaltverlustenergie bei sinusförmigen Strömen	49
3.2.5. Durchlassverhalten bei sinusförmigen Strömen	49
3.2.6. Verlustenergie der Gate-Kapazität	49
3.2.7. Verlustleistung des MOSFETs bei sinusförmigem Drain-Strom	50
3.2.8. Layout-Induktivitäten	50
3.2.9. Sensitivität der Phasenstrommessung	51

3.2.10. Abtaste der Phasenstrommessung	51
3.3. Batteriepaket	54
3.3.1. Batteriespannung zur sinusförmigen Stromeinprägung	55
3.3.2. Batteriespannung zur blockförmigen Stromeinprägung	56
3.3.3. Gleichstromwiderstand der Batteriezellen	56
3.3.4. Anzahl der Batteriezellen	59
3.3.5. Wärmekapazität der Batteriezellen	59
3.3.6. Batteriestromerfassung	60
3.4. Kühlung	60
3.5. Dimensionierung	65
3.5.1. Randbedingungen	66
3.5.2. Variation der Parameter	66
4. Simulation	74
4.1. Simulation des magnetischen Kreises	74
4.1.1. Flussdichte	74
4.1.2. Simulation der induzierten Spannung	78
4.1.3. Drehmoment	79
4.1.4. Induktivitäten	81
4.1.5. Eisenverluste	82
4.1.6. Entmagnetisierungsresistenz	83
4.2. Simulation des Inverters	85
4.2.1. Simulation der Leistungselektronik	85
4.2.2. Gateinduktivität	86
4.2.3. Verlustleistung	88
4.2.4. Simulation der Phasenstrommessung	89
4.2.5. Simulation der Stromregelung	90
4.2.6. Direkte Stromregelung	90
4.2.7. Feldorientierte Stromregelung	98
4.2.8. Fazit der Regelung	102
4.2.9. Pulsmuster	103
4.2.10. Zeitlich versetztes Pulsmuster	106
4.2.11. Synchrones Schalten	108
4.2.12. Fazit der Pulsmuster	111
4.3. Batterie	111
4.3.1. Batteriestrommessung	111
4.3.2. Kühlung	112
5. Aufbau	115
5.1. Batteriepaket	116
5.1.1. Platinenaufbau der Batteriestrommessung	116
5.1.2. Aufbau des Batteriemanagementsystems	118
5.1.3. Schaltungen des Batteriemanagementsystem	119
5.2. Inverter	121
5.3. Motorsteuergerät	122
5.3.1. Leistungselektronikplatine	124
5.3.2. Gatetreiberschaltung	126

5.4. Aufbau der Phasenstrommessung	128
5.5. Motor	130
6. Ergebnisse	132
6.1. Kühlung	132
6.2. Messaufbau	133
6.3. Batteriepaket	134
6.4. Inverter	134
6.4.1. Phasenstrommessung und Überstromschutz	134
6.4.2. Leistungselektronik	135
6.4.3. Stromregelung	136
6.5. Motor	138
6.5.1. Induzierte Spannung	138
6.5.2. Induktivitäten	139
6.5.3. Eisenverluste	139
6.5.4. Drehmoment	142
6.5.5. Übersicht der Ergebnisse des Motors	143
7. Zusammenfassung und Ausblick	144
Literaturverzeichnis	147
A. Lösungswege	151
A.1. Fourierreihe Rechteckfunktion	151
B. Wertebestimmung	152
B.1. Motor	152
B.1.1. Ideelle Eisenlänge	152
B.1.2. Polteilung und Nutteilung	152
B.1.3. Schrägung	152
B.1.4. Induzierte Spannung	152
B.1.5. Mechanische Leistung	153
B.1.6. Drehmoment	153
B.1.7. Strombelag	153
B.1.8. Induktivität	154
B.1.9. Stator Flussdichten	154
B.1.10. Eisenverlustleistung	155
B.1.11. Blechauswahl	156
B.1.12. Skin-Effekt im Leiter	157
B.1.13. Wicklungswiderstand	157
B.1.14. Stromwärmeverluste	158

Abbildungsverzeichnis

1.1. Schematischer Aufbau eines Hochvolt-Elektrofahrzeugs	3
1.2. Topologie des Hochvolt-Antriebsstrangs	5
1.3. Topologie des vollintegrierten Kleinspannungstraktionsantriebs	7
2.1. Schematische Darstellung eines Stators mit Wicklungen	11
2.2. Stator und Stäbe eines Polpaars	11
2.3. 3D-Darstellung der Käfigwicklung	12
2.4. Übersichtsschaltplan Batterie, Leistungselektronik und Motor	13
2.5. Position der Leistungselektronik	15
2.6. Schematischer Platzierungsraum der MOSFETs	16
2.7. Schematischer Aufbau der Leistungselektronikplatine	16
2.8. Position der Phasenstrommessung	17
2.9. Magnetfeld Strommessung mit Eisenkern	17
2.10. Prinzip der Phasenstrommessung	18
2.11. 3D Darstellung des Eisenkerns zur Phasenstrommessung	18
2.12. Position des Motorsteuergeräts	19
2.13. Schematische Ansicht der Position der Batterie	20
2.14. 3D-Ansicht der Position der Batterie	20
2.15. Draufsicht Batteriemodul	21
2.16. Schematischer Aufbau der Batteriestrommessung	22
2.17. 3D-Darstellung der Heatpipes am Antrieb	22
2.18. Übersicht Kühlung	23
2.19. 3D-Darstellung des Aufbaus des Antriebs: 1. Motor, 2. Inverterplatine, 3. Batteriepaket, 4. Positiver Batteriepol, 5. Negativer Batteriepol, 6. Batteriemanagementsystem-Platine, 7. Ladeanschlüsse für das Batteriepaket, 8. Lötpads für die MOSFETs, 9. Stäbe der Motorwicklung und Anschluss pads, 10. Inverterkühlkörper, 11. Phasenstromsensorplatine 12. Lagegeber und Codescheibe	24
3.1. Entwicklungsablaufdiagramm	26
3.2. Rotortypen, Magnetbreiten und Polteilung	28
3.3. Rotoren d-q-Induktivität	29
3.4. Brutto-Eisenlänge	30
3.5. Pol- und Nutteilung	31
3.6. Polbedeckung	32
3.7. Schrägung	34
3.8. Induktivität	36
3.9. Luftspaltflussdichte, oben: Statorstrom, unten: Permanentmagnetrotor	38
3.10. Eisenverluste Bertotti NO20	41
3.11. IEM-5-Parameter-Modell NO20	42
3.12. Prinzipielles Ersatzschaltbild des MOSFETs	45
3.13. Prinzipschaltbild zur Bestimmung der Verluste eines MOSFETs in einer Halbbrücke	45
3.14. Schaltvorgang einer induktiven Last mit und ohne parasitärer Induktivität L_σ	46
3.15. Nutbreite des Eisenkerns	51
3.16. Zeitlicher Ablauf der Stromfehlererkennung	52
3.17. Model Inverter und Motorwicklung	54
3.18. Vollbrücke und das Ersatzschaltbild von 2 Stäben	55

3.19. Ersatzschaltbild Batteriezelle [34]	57
3.20. Spannung der Batteriezelle US18650VTC5A über der Ladungsmenge während der Entladung [31]	57
3.21. Temperatur der Batteriezelle US18650VTC5A über der Ladungsmenge während der Entladung [31]	58
3.22. Temperaturabhängigkeit des DC-Innenwiderstands	58
3.23. Temperaturabhängiges Verhalten der Wärmekapazität einer Sony US18650G3 Batteriezelle [32]	60
3.24. Wärmewiderstände Motor und Inverter	62
3.25. Wärmewiderstandersatzschaltbild des Motors und der Leistungselektronik . .	63
4.1. Variation der Magnete	74
4.2. Luftspaltflussdichte	75
4.3. Harmonische der Luftspaltflussdichte	76
4.4. Flussdichte bei einem Phasenstrom $I = 0$ A	77
4.5. Flussdichte bei einem Phasenstrom $I = 120$ A	77
4.6. Induzierte Spannung ohne und mit gestaffelt geschrägtem Rotor bei $10000 \frac{1}{\text{min}}$	78
4.7. Harmonische der induzierten Spannung mit und ohne Schrägung	79
4.8. Rastmoment geschrägt und ungeschrägt	80
4.9. Drehmoment bis 2000 A Phasenstrom	80
4.10. Induktivität L_q	81
4.11. Induktivität L_d	82
4.12. Parametrisierung der Eisenverluste in Ansys Maxwell	83
4.13. Eisenverluste	83
4.14. Feldstärke im Magnet bei einem Stabstrom von $I_{St} = 0$ A	84
4.15. Feldstärke im Magnet bei einem Stabstrom von $I_{St} = 4$ kA	84
4.16. Übersicht der Simulation	85
4.17. Induktivität Gate-Source-Kreis	86
4.18. Kapazitive Kopplung Gate Drain	87
4.19. Kapazitive Kopplung Gate Drain bei negativ aufgeladenem Gate	87
4.20. Schalt- und Leitverluste über Zwischenkreisinduktivität	88
4.21. Flussdichte im Blech und im Luftspalt	89
4.22. Flussdichte nur im Luftspalt	89
4.23. Phasenlage q-Strom	91
4.24. Direkter Proportionalregler eine Phase	92
4.25. Strom Kurvenform bei $1000 \frac{1}{\text{min}}$	93
4.26. Harmonische des Phasenstroms bei $1000 \frac{1}{\text{min}}$	94
4.27. Direkter Proportionalregler eine Phase mit Vorsteuerung	95
4.28. Direkter PI-Regler mit Korrektur	96
4.29. Strom Kurvenform bei $10\,000 \frac{1}{\text{min}}$	97
4.30. Harmonische des Phasenstroms bei $10\,000 \frac{1}{\text{min}}$	97
4.31. Feldorientierte Regelung mit Vorsteuerung	100
4.32. Strom Kurvenform der feldorientierten Regelung bei $10\,000 \frac{1}{\text{min}}$	101
4.33. Harmonische des Phasenstroms bei $10\,000 \frac{1}{\text{min}}$	102
4.34. Beispiel PWM	103
4.35. Halbbrücke mit Induktivität	103
4.36. PWM-Generator mit Vergleich	104
4.37. Zeitlich synchrone Dreiecksspannung $t_{\text{vers}} = 0$	105

4.38. Zeitlich versetzte Dreiecksspannung $t_{\text{vers}} = \frac{T}{2}$	105
4.39. Versetztes Schalten	106
4.40. Gegensinniges Schalten im Nulldurchgang bei $10\,000 \frac{1}{\text{min}}$	107
4.41. Gegensinniges Schalten im Scheitelwert bei $10\,000 \frac{1}{\text{min}}$	107
4.42. Gleichsinniges Schalten	108
4.43. Gleichsinniges Schalten im Nulldurchgang bei $4200 \frac{1}{\text{min}}$	109
4.44. Gleichsinniges Schalten im Nulldurchgang bei $10\,000 \frac{1}{\text{min}}$	109
4.45. Gleichsinniges Schalten im Scheitelwert bei $4200 \frac{1}{\text{min}}$	110
4.46. Gleichsinniges Schalten im Scheitelwert bei $10\,000 \frac{1}{\text{min}}$	110
4.47. Simulation der BMS Strommessung [38]	112
4.48. Betrag der Flussdichte in z-Richtung [38]	112
4.49. Übersicht der Simulation [38]	113
4.50. Schnitt der Simulation [38]	114
5.1. Antrieb mit einem Batterie-Inverter-Modul ohne MCU	115
5.2. Batteriepaket und Leistungselektronik	116
5.3. Schematischer Platinaufbau der BMS-Strommessung	117
5.4. 3D-Darstellung des Kupferkerns der Strommessung des BMS	117
5.5. Strommessung des Batteriemanagementsystem	118
5.6. Schematischer Aufbau des BMS	118
5.7. Linearregler Versorgungs- und Referenzspannung [35]	119
5.8. Balancing- und Filterschaltung [35]	120
5.9. Schaltung der Batteriestrommessung	121
5.10. Übersicht Inverter	121
5.11. Systemübersicht	122
5.12. Motor-Control-Unit Platine	123
5.13. Schematischer Platzierungsraum der MOSFETs	125
5.14. Kupferteile der Platine	126
5.15. Inverter Platine	126
5.16. Fly-Buck Wandler [28]	127
5.17. Gatetreiberschaltung	127
5.18. Phasenstromsensorplatine	128
5.19. Magnetfeld AD-Wandlung	129
5.20. Eisenkern der Phasenstrommessung auf dem Motor und eine ältere Version der Leistungselektronik Platine	130
5.21. Motor ohne Lagerschild	131
6.1. Skizze Versuchsaufbau	132
6.2. Messaufbau	133
6.3. Reaktionszeit der Überstromerkennung	135
6.4. Kurvenform des Phasenstroms der feldorientierten Regelung bei $2640 \frac{1}{\text{min}}$	137
6.5. Harmonische des Phasenstroms der feldorientierten Regelung bei $2640 \frac{1}{\text{min}}$	137
6.6. Induzierte Spannung aus Simulation und Messung	138
6.7. Harmonische der induzierten Spannung der Simulation und der Messung	139
6.8. Eisenverluste	141
6.9. Auf dem Prüfstand aufgenommene Messwerte des Drehmoments	142
A.1. Rechteck Fourierreihe	151

Tabellenverzeichnis

3.1. Vergleich Maschinentypen [9]	27
3.2. Varianten der Antriebsauslegungen: Datenübersicht der Batterie, des Pulswechselrichters und des Motors	68
3.2. Varianten der Antriebsauslegungen: Datenübersicht der Batterie, des Pulswechselrichters und des Motors	69
3.3. Varianten der Antriebsauslegungen: Der Motor	69
3.4. Varianten der Antriebsauslegungen: Der Pulswechselrichter	70
3.4. Varianten der Antriebsauslegungen: Der Pulswechselrichter	71
3.5. Varianten der Antriebsauslegungen: Die Batterie	71
3.6. Varianten der Antriebsauslegungen: Die Kühlung	71
3.6. Varianten der Antriebsauslegungen: Die Kühlung	72
3.6. Varianten der Antriebsauslegungen: Die Kühlung	73
6.1. Ergebnisse des Motors	143
B.1. Polarisation (Datenblätter WÄELZHOZ)	157

Symbol- und Abkürzungsverzeichnis

α_e	-	ideelle (äquivalente) Polbedeckung
α_Q	rad	Nutwinkel
δ	$\frac{\text{m}}{\Omega \cdot \text{mm}^2}$	spezifische elektrische Leitfähigkeit
δ	m	Eindringtiefe
δ	m	Luftspaltweite
δ_e	m	ideelle (äquivalente) Luftspaltweite
η	-	Wirkungsgrad
γ	$\frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$	spezifisches Gewicht
γ	rad	Umfangswinkel
μ	$\frac{\text{Vs}}{\text{Am}}$	magnetische Permeabilität
μ	-	ungerade Oberwellenordnungszahl μ
μ_0	$\frac{\text{Vs}}{\text{Am}}$	magnetische Permeabilität des Vakuums ($4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}}$)
ν	-	Oberwellenordnungszahl μ
ϕ	Wb	magnetischer Fluss
ψ	Vs	magnetische Flussverkettung
ρ	$\Omega \cdot \text{m}$	spezifisch elektrischer Widerstand
ρ_{fe}	$\frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$	Eisenkerndichte
Ω	$\frac{1}{\text{s}}$	elektrische Kreisfrequenz
τ_M	m	Öffnungsweite der Magnete
τ_P	m	Polteilung
τ_Q	m	Nutteilung
Θ	A	elektrische Durchflutung
φ	rad	Phasenwinkel
ϑ	rad	Polradwinkel
A	$\frac{\text{A}}{\text{m}}$	Strombelag
A	m^2	Fläche
a	-	Anzahl paralleler Wicklungszweige

A_1	$\frac{\text{A}}{\text{m}}$	Strombelag der Grundwelle
A_J	m^2	Querschnittsfläche des Jochs
B	T	magnetische Induktion (magnetische Flussdichte)
b	m	Breite
$B_{\delta,1}$	T	Luftspaltflussdichtegrundwellen
$B_{\delta,\mu}$	T	Luftspaltflussdichtewellen der Oberwellenordnungszahl μ
B_δ	T	Luftspaltflussdichte
B_J	T	magnetische Flussdichte im Statorjoch
b_M	m	Magnetbreite
b_Q	m	Nutbreite
$B_{r,Z}$	T	magnetische rotorregten Flussdichte im Statorzahn
B_R	T	magnetische Remanenzflussdichte
B_r	T	magnetische rotorregte Flussdichte
$B_{s,Z}$	T	magnetische statorerregte Flussdichte im Statorzahn
b_{sk}	m	Schrägbreite
b_{St}	m	Stabbreite
B_s	T	magnetische statorerregte Flussdichte
$B_{Z,J}$	T	magnetische Flussdichte im Statorjoch hinter dem Zahn
B_Z	T	magnetische Flussdichte im Statorzahn
C	$\frac{\text{VA} \cdot \text{min}}{\text{m}^3}$	Esson'sche Ausnutzungsziffer
C_0	-	Konstante der Hystereseverluste
C_1	-	Konstante der Wirbelstromverlustleistung
C_{DS}	F	Drain-Source-Kapazität des MOSFETs
C_{GD}	F	Gate-Drain-Kapazität des MOSFETs
C_{GS}	F	Gate-Source-Kapazität des MOSFETs
C_{iss}	F	Eingangskapazität des MOSFETs
C_{oss}	F	Ausgangskapazität des MOSFETs
C_{rss}	F	Feedback-Kapazität des MOSFETs

$C_{th,bat}$	$\frac{Ws}{K}$	Wärmekapazität der Batteriezellen
C_{th}	$\frac{Ws}{K}$	Wärmekapazität
d_{ra}	m	Rotoraußendurchmesser
d_{ri}	m	Bohrungsdurchmesser Rotor
d_{sa}	m	Statoraußendurchmesser
d_{si}	m	Bohrungsdurchmesser Stator
E_{AS}	J	Einzelpuls Avalanche-Energie des MOSFETS
E_R	J	gespeicherte Energie der Motorersatzinduktivität
$E_{s(on)}$	J	Einschaltverlustenergie des MOSFET
$E_{s,iss}$	J	MOSFET interne Verlustenergie bei der Umladung der Gate-Kapazität
$E_{s,iss}$	J	Verlustenergie bei der Umladung der Gate-Kapazität des MOS-FETs
$E_{s,RG}$	J	Verlustenergie bei der Umladung der Gate-Kapazität des MOS-FETs
E_{St}	J	resistiver Energieeintrag
F	N	Kraft
f	Hz	elektrische Frequenz
F_{Skin}		Skin-Effekt-Faktor
H	$\frac{A}{m}$	magnetische Feldstärke
h	m	Höhe
H_c	$\frac{A}{m}$	magnetische Koerzitivfeldstärke
h_M	m	Magnethöhe
h_Q	m	Nuthöhe
H_{St}	m	Stabhöhe
I	A	elektrische Stromstärke
I_{Bat}	A	elektrische Stromstärke der Batterie
$I_{D,DC}$	A	DC-Äquivalent zum sinusförmigen Drain-Strom des MOSFETs
$I_{D,off}$	A	DC-Drainstrom zum Abschaltzeitpunkt des MOSFETs

$I_{D,on}$	A	DC-Drainstrom nach dem einschalten des MOSFETs
I_D	A	Drain-Strom des MOSFETs
$I_{G,off,plateau}$	A	Gate-Plateau-Entladestrom des MOSFETs
$I_{G,off}$	A	Gate-Strom beim Ausschalten des MOSFETs
$I_{G,on,plateau}$	A	Gate-Plateau-Ladestrom des MOSFETs
$I_{G,on}$	A	Gate-Strom beim Einschalten des MOSFETs
I_L	A	Strom der Motorwicklung
I_{Stern}	A	elektrische Stromstärke im Sternpunkt
J	$\frac{A}{m^2}$	elektrische Stromdichte
J_s	$\frac{A}{m^2}$	elektrische Stromdichte am Rand
k	-	Ordnungszahl
k_d	-	Zonenfaktor
$k_{K,1}$	-	Staffelschrägungsfaktor der Grundwelle μ
$k_{K,\mu}$	-	Staffelschrägungsfaktor der Oberwellenordnungszahl μ
k_M	-	Flusskonzentrationsfaktor
k_p	-	Sehnungsfaktor
$k_{sin,rect}$	-	Formfaktor sinus- zu rechteckförmig
k_{st}	-	Stapelfaktor
$k_{ws,\mu}$	-	Wicklungsfaktor der Oberwellenordnungszahl μ
k_w	-	Wicklungsfaktorfaktor
L	H	Selbstinduktivität
L	m	Gesamtlänge
l	m	Länge
L_σ	H	Zusammenfassung der parasitären Induktivitäten des Kommutierungskreises des Zwischenkreises
l_{con}	m	Stabanschlusslänge
L_d	H	Motorwicklungsinduktivität wenn Rotor in d-Richtung
l_e	m	ideelle Eisenlänge
l_{Fe}	m	Brutto- Eisenlänge

L_q	H	Motorwicklungsinduktivität wenn Rotor in q-Richtung
M	Nm	Masse des Statorjochs
m	-	Strangzahl
M_e	Nm	Elektromechanisches Drehmoment
m_J	kg	Strangzahl
M_R	—	Remanenz
N	-	Windungszahl je Strang
n	$\frac{1}{s}$	Drehzahl
N_c	-	Spulenwindungszahl
N_s	-	Windungszahl je Strang der Ständerwicklung
P	W	Wirkleistung
p	$\frac{W}{m^2}$	Leistungsdichte
p	-	Polpaarzahl
P_d	W	Drain-Source-Durchlassverluste des MOSFETs
P_{exe}	W	Exzessverlustleistung
P_{Fe}	W	Eisenverlustleistung
P_{hyst}	W	Hystereseverlustleistung
$P_{IEM,5}$	W	Eisenverlustleistung nach dem IEM-5-Parameter-Modell
P_I	W	Stromwärmeverlustleistung
P_m	W	mechanische Wirkleistung
$P_{s(off)}$	W	Drain-Source-Ausschaltverluste des MOSFETs
$P_{s(on)}$	W	Drain-Source-Einschaltverluste des MOSFETs
$P_{v,(ges)}$	W	Verluste des MOSFETs
$P_{v,DS(ges)}$	W	Drain-Source-Verluste des MOSFETs
P_w	W	Wirbelstromverlustleistung
Q	Var	Blindleistung
Q	-	Nutzahl
q	-	Lochzahl

Q_{GD}	C	Ladung der Gate-Drain-Kapazität des MOSFETs
Q_{rr}	C	Ladung der Sperrschichtkapazität der Body-Diode eines MOSFETs
R	Ω	elektrischer Widerstand
R_{Coil}	Ω	elektrischer Widerstand
$R_{DC,Cell}$	Ω	Gleichstrombatteriezellinnenwiderstand
$R_{G,ext}$	Ω	externer MOSFET Gate-Widerstand
R_G	Ω	MOSFET interner Gate-Widerstand
R_{St}	Ω	elektrischer Stabwiderstand
$R_{th,PCB-Chip}$	$\frac{K}{W}$	Übergangswärmewiderstand von der Platine zum Chip
$R_{th,PCB}$	$\frac{K}{W}$	Wärmewiderstand der Platine
R_{th}	$\frac{K}{W}$	Wärmewiderstand
S	VA	Scheinleistung
s	m	Weglänge
s	-	Schlupf
T	s	Zeitkonstante
t	s	Zeit
t_{detect}	s	Zeit zur Erkennung eines Fehlers
t_{fi}	s	Stromfallzeit
t_{fu}	s	Spannungsfallzeit
t_{resp}	s	Sensorreaktionszeit
t_{ri}	s	Stromanstiegszeit
t_{ru}	s	Spannungsanstiegszeit
t_{sample}	s	Sensormessrate
T_{sa}	$^{\circ}C$	Temperatur des Motorgehäuses (Stator außen)
t_{transm}	s	Übertragungszeit
T_{Water}	$^{\circ}C$	Wassertemperatur
U	V	elektrische Spannung
U_{Bat}	V	elektrische Spannung der Batterie

U_{DD}	V	Zwischenkreisspannung
U_{DR}	V	Rechteckspannung
U_{DS}	V	Drain-Source-Spannung
U_{GD}	V	Gate-Spannungsamplitude
U_{GS}	V	Drain-Source-Spannung
$U_{i,\mu}$	V	induzierte Spannung der Oberwellenordnungszahl μ
U_{ind}	V	induzierte Spannung
U_i	V	induzierte Spannung
$U_{L\sigma}$	V	an parasitärer Induktivität abfallende Spannung
U_{pk}	V	Überspannung beim Ausschalten
$U_{Plateau}$	V	Gate-Plateau-Spannung
U_p	V	Polradspannung
$U_{St,i,1}$	V	induzierte Stabspannung der Grundwelle
$U_{St,i,\mu}$	V	induzierte Stabspannung der Oberwellenordnungszahl μ
V	A	magnetische Spannung
V	m ³	Volumen
v	$\frac{m}{s}$	Geschwindigkeit
W	J	Energie
W	m	Spulenweite
X	Ω	Reaktanz
x	m	Umfangskoordinate
X_d	Ω	synchrone Querreaktanz
X_q	Ω	synchrone Längsreaktanz
x_r	m	Rotorumfangskoordinate
Z	Ω	Impedanz
z	-	gesamte Leiterzahl
BDU	-	Battery-Disconnection-Unit
BEV	-	Battery-Electric-Vehicle
BMS	-	Battery-Management-System

CAN	-	Controller-Area-Network
CPLD	-	Complex-Programmable-Logic Devices
EMK	-	elektromagnetische-Kraft
EV	-	Electric-Vehicle
FEM	-	Finite-Elemente-Methode
FFT	-	Fast-Fourier-Transformation
FPGA	-	Field-Programmable-Gate-Array
HV	-	Hochvolt
IGBT	-	Insulated-Gate-Bipolar-Transistor
IMD	-	Insulation-Monitoring-Device
MCU	-	Motor-Control-Unit
MOSFET	-	Metal-Oxide-Semiconductor-Field-Effect-Transistor
NV	-	Niedervolt
PWM	-	Pulsweitenmodulation
SELV	-	Safety-Extra-Low-Voltage
SPI	-	Serial-Peripheral-Interface
SSI	-	Synchronous-Serial-Interface
TMR	-	Tunnel-Magnetoresistance
ü	-	Übersetzungsverhältnis

1. Einleitung

Seit der Patentanmeldung 1886 des von Carl Benz entwickelten „Fahrzeug, mit Gasmotoren-betrieb“ [1] hat das Automobil eine große Entwicklung durchlaufen. Abstandsregeltempomat, Spurhalteassistent und Verkehrszeichenerkennung sorgen heute für eine nahezu autonome Fahrt auf der Autobahn. Die Weiterentwicklung des Verbrennungsmotors führte zur kontinuierlichen Erhöhung der Leistungen und der Wirkungsgrade. Trotzdem trägt der Transport weltweit mit 24 % ([2] 2016) den zweitgrößten Anteil des CO₂-Ausstoßes.

Den größten Anteil der weltweiten Kohlenstoffdioxidemissionen trägt mit 42 % die Elektrizitäts- und Wärmeerzeugung. Verschiedene Maßnahmen wie das Kyoto-Protokoll und CO₂-Zertifikate führen zum Ausbau regenerativer Energien, welche den CO₂-Ausstoß reduzieren. So betrug der Einspeiseanteil der regenerativen Energien zur Elektrizitätserzeugung 2022 in Deutschland bereits 46,2 % [3].

Durch die Elektrifizierung des Straßenverkehrs kann auch hier die regenerativ erzeugte elektrische Energie genutzt werden, den CO₂-Ausstoß des Transports zu reduzieren. Elektrische Antriebe haben gegenüber Verbrennungsmotoren auch hinsichtlich des Wirkungsgrads Vorteile. Dieser liegt bei Ottomotoren bei maximal 38 % [4], der von Dieselmotoren bei maximal 50 % [5]. Die Teillastwirkungsgrade liegen weit darunter. Die Bremsenergie kann nicht nutzbar gemacht werden und trägt als Abwärme zur schlechten Energiebilanz bei. Elektrische Traktionsantriebe können hingegen Wirkungsgrade über 80 % erreichen. Während der Wirkungsgrad des Verbrennungsmotors im Teillastbereich stark sinkt, fallen sie bei elektrischen Traktionsantrieben nur leicht. Ein weiterer Vorteil elektrischer Traktionsantriebe ist, dass sie den Vierquadrantenbetrieb beherrschen: Beide Richtungen der Energietransformation sind möglich, elektrische in mechanische und andersherum. Zur Abbremsung eines Fahrzeugs kann die kinetische Energie des Fahrzeugs zurück in elektrische Energie gewandelt werden, um sie zum Beispiel in eine Batterie zurückzuspeisen.

Wird ein Elektroantrieb mit regenerativ erzeugtem Strom betrieben, entstehen nur während der Produktion und der Verschrottung CO₂-Emissionen. Und auch diese sind CO₂-neutral möglich, wie bereits heute von einigen Herstellern beworben wird.

Von den in Deutschland 48,76 Millionen angemeldeten PKW ([6] Januar 2023) sind 840.600 ([7] Oktober 2022) Fahrzeuge batterieelektrisch angetrieben (BEV), das entspricht einem Anteil von 1,7 %. Auch wenn diese Zahl noch gering ist, ist der Anstieg von 2021 auf 2022 mit einem Zuwachs von 100 % sehr groß. Als Trend der Antriebstopologie zeichnet sich bisher ein Hochvoltssystem mit einer zentral im Unterboden verbauten Hochvoltbatterie aus Lithiumionenzellen ab.

Industriell werden seit Jahrzehnten dreiphasige Motoren direkt am Netz betrieben. Durch den Einzug der Halbleitertechnologie wurde es möglich, diese Antriebe drehzahlvariabel über Frequenzumrichter zu betreiben. Sowohl die Schütze als auch die Frequenzumrichter befinden sich zumeist zentral in einem Schaltschrank in örtlicher Entfernung zum zu betreibenden Motor. Zur Minimierung des Installationsaufwands sind hier hohe Spannungen und geringe Ströme vorteilhaft. So ist die Entwicklung der Hochspannungsschalter wie dem IGBT, Inverter und Motoren vorangegangen.

In einem PKW sind die Distanzen wesentlich geringer als in industriellen Anlagen, sodass der Vorteil des Installationsaufwands relativiert wird und sich die Idee aufdrängte, den elektrischen Traktionsantrieb für Fahrzeuge zu überdenken und eine alternative Topologie zu entwickeln.

1.1. Gliederung

Die Arbeit gliedert sich in folgende Unterpunkte:

Nach einem Überblick über den Stand der Technik folgt die Motivation der Arbeit.

Im zweiten Kapitel wird das Systemkonzept der neuen Antriebstopologie erläutert und ein Überblick über die zu entwickelnden Teilkomponenten gegeben.

Das Kapitel drei beleuchtet die analytischen Gleichungssysteme der Teilkomponenten des Antriebs. Innerhalb von Beispielauslegungen werden Abhängigkeiten unter den Antriebskomponenten erläutert und anschließend die Antriebsauslegung vorgestellt, mit der die Arbeit fortgesetzt wird.

Im Kapitel vier werden die Auslegungen durch Simulationen verfeinert.

Bevor das Kapitel sechs die Messwerte propagiert, wird im Kapitel fünf der Aufbau des Antriebs und die dafür angefertigte Hardware vorgestellt.

Abgeschlossen wird mit einer kurzen Zusammenfassung sowie einem Ausblick.

1.2. Stand der Technik aktueller Traktionsantriebe in Elektro- oder Hybridfahrzeugen

Wie in Fahrzeugen mit Verbrennungsmotor existiert auch in elektrisch angetriebenen Fahrzeugen die bekannte 12 V oder 24 V Bordspannung. Sie versorgt die Peripherie und Komfortfunktionen eines Fahrzeugs. Zur Versorgung eines Traktionsantriebs reicht diese Bordspannung bisher jedoch nicht aus. Technisch und kostenbedingt entsteht bei der Dimensionierung von Kabelverbindungen, Steckern und Kontakten sowie der Halbleiter eine Grenze, die circa 250 A [8] beträgt. Liegt diese Grenze zugrunde, kann einem 12 V-System eine Leistung bis 3 kW abverlangt werden. Um höhere Antriebsleistungen bis circa 12 kW abzudecken, zeichnet sich eine neue Low-Voltage-Bordspannungsebene mit 48 V ab. Sie findet Anwendung bei Mild-Hybridsystemen. Die Spannung ist niedriger als 60 V, der SELF (Safety Extra Low Voltage) Grenze und gehört damit zu den Niedervolt-Systemen (NV-Systemen). Die Sicherheitsanforderungen im Fahrzeugbereich der 48 V Bordspannung unterscheiden sich nicht von denen mit 12 V oder 24 V.

Zur Erreichung höherer Antriebsleistungen werden Systemspannungen über 60 V verwendet. Sie werden als Hochvolt-System (HV-System) bezeichnet. Die Batteriespannung liegt hier zurzeit je nach Antriebsleistung zwischen 300 V und 900 V [8].

Abbildung 1.1 zeigt schematisch den Aufbau eines HV-Elektrofahrzeugs. Die zentrale Komponente ist die Fahrzeugbatterie, die bei BEVs aufgrund der Größe häufig im Unterboden des Fahrzeugs verbaut ist. Bei Hybridfahrzeugen ist sie kleiner und findet im Motorraum oder unter einem Sitz Platz. Die Batterie kann entweder direkt mit Gleichstrom oder über einen Konverters mit Wechsel- oder Drehstrom geladen werden.

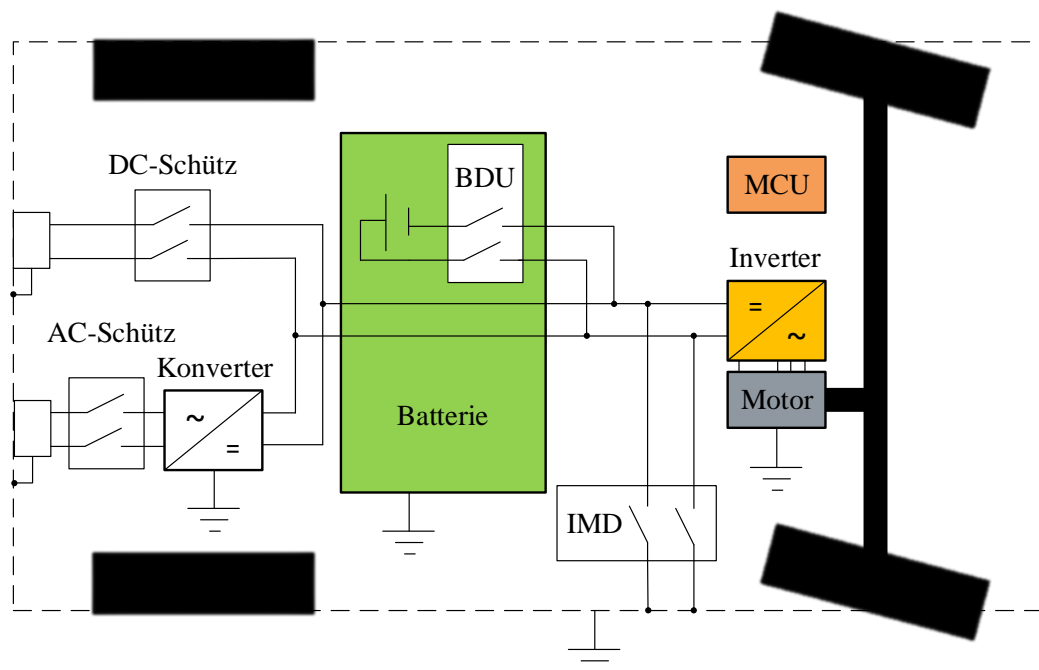


Abbildung 1.1: Schematischer Aufbau eines Hochvolt-Elektrofahrzeugs

Der Traktionsmotor wird über einen Inverter, der die Gleichspannung der Batterie in einen Drehstrom wandelt, versorgt. Die MCU verwaltet den Lade- und Traktionsbetrieb und schaltet bei Fehlfunktionen die Ladekreise und die Batterie über Schütze spannungsfrei. Die Isolationsüberwachung (IMD Insulation Monitoring Device) überwacht die galvanische Trennung des HV-Kreises vom Fahrzeuggehäuse und anderen Spannungskreisen.

Abgesehen von der Isolationsüberwachung werden diese Komponenten auch in einem NV-Traktionssystem benötigt. Jedoch unterscheiden sich die Auslegung der Komponenten und ihre Sicherheitsfunktionen. Aufgrund des erhöhten Gefährdungspotentials eines HV-Systems gelten höhere Sicherheitsanforderungen:

- Alle HV-spannungsführenden Teile müssen berührungssicher ausgeführt werden. Weil auch elektrotechnische Laien Zugang zu einem Elektrofahrzeug bekommen, werden Interlock-Systeme verwendet. Der sogenannte HV-Interlock verhindert das Öffnen eines unter Last stehenden HV-Kreises. Dies geschieht, indem über einen voreilenden Kleinspannungs-Signal-Kontakt im HV-Stecker einem zentralen Steuergerät (Batterie-steuergerät) die Öffnung des HV-Kreises signalisiert wird. Im zentralen Steuergerät wird die Abschaltung des HV-Netzes vorgenommen und die Energiezufuhr vor dem Öffnen der HV-Kontakte gestoppt [8]. Die BDU (Battery-Disconnection-Unit) schaltet das Fahrzeug spannungsfrei.
- Der Überstromschutz muss in den HV-Geräten gewährleistet sein. Energiespeicher und Leistungselektronik müssen mögliche Kurzschlussströme sicher abschalten [8]. Dieses geschieht zumeist durch die BDU und den Traktionsinverter.
- Komponenten, die vom HV-Bordnetz getrennt werden, müssen durch passive Entladung, die in der Komponente gespeicherte Energie abbauen und den Spannungspegel auf weniger als 60 V DC in einer vom Automobilhersteller spezifizierten Zeit reduzieren [8].
- Auch bei einem Crash dürfen unter Spannung stehende Teile nicht berührbar sein. Daher sind Deckelkonstruktionen crashsicher aus Stahlblech oder Aluminiumdruckguss herzustellen.
- Bei Geräten der Schutzklasse B ($60 \text{ V DC} < \text{Spannung} < 1500 \text{ V DC}$) muss eine doppelte Schutzmaßnahme (Schutz gegen direktes und indirektes Berühren) angewendet werden (ISO 6469-3). Ein Konzept umfasst den Basisschutz gegen direktes Berühren und den Potentialausgleich als Schutz gegen indirektes Berühren. Alternativ hierzu können doppelte oder verstärkte Isolationen zur Anwendung kommen [8].
- Der Potentialausgleich als Schutz gegen indirektes Berühren erfordert eine niederohmige Verbindung von HV-Geräten mit metallischen Gehäusen im Fahrzeug. Der Summenwiderstand der Verbindungen muss $< 100 \text{ m}\Omega$ sein [8].
- Eine optionale Schutzfunktion, die nicht je HV-Komponente angewendet, sondern im HV-Netzverbund betrachtet wird, ist die Isolationsüberwachung (IMD). Hierbei wird der Isolationswiderstand zwischen den HV-Netzen (AC- und DC- Systemen) und der Fahrzeugmasse (Potentialausgleich) überwacht. Bei einer Isolationsverletzung wird in einem mehrstufigen Warnsystem der Fahrzeugnutzer auf den Fehler aufmerksam gemacht bzw. zum Service aufgefordert [8].

Die Planung und Integration der Komponenten sowie der Schutzmaßnahmen fallen zumeist auf den Fahrzeughersteller zurück. Dies ist aufgrund begrenzter Entwicklungsressourcen für kleinere Hersteller problematisch.

Inzwischen werden Komponenten wie der Traktionsmotor und der Inverter zusammen in einem Gehäuse verbaut. Der Entfall der Verbindungskabel und Stecker reduziert die Kosten, den Installationsaufwand und erhöht die Sicherheit. Ein weiterer Faktor, der gleichzeitig erhöht wird, ist die Planungssicherheit.

Um aus der Gleichspannung der Batterie einen Drehstrom für den Motor zu erzeugen, pulslen Leistungsschalter wie IGBTs, die Spannung auf die Motorwicklung. Diese gepulste Spannung führt bei Kabelverbindungen über deren parasitäre Kapazitäten zu Ausgleichsströmen, die zum Beispiel über das Fahrzeuggehäuse fließen. Diese können zu Störungen in benachbarten Schaltkreisen führen. Dieser Effekt wird durch Kabelschirmungen reduziert, kann jedoch nicht gänzlich verhindert werden. Werden die Leitungslängen zwischen Motor und Inverter minimiert, wird auch die Gefahr der elektromagnetischen Einkopplung reduziert und die Planungssicherheit erhöht.

Abbildung 1.2 zeigt schematisch den Aufbau und die Topologie eines HV-Antriebsstrangs. Der Motor und der Inverter sind klassischerweise als Dreiphasensystem ausgeführt. Aufgrund der hohen Phasenspannung werden IGBTs oder Siliciumcarbid-FETs verwendet. Der Inverter besitzt jeweils eine Halbbrücke für die Phasen U, V und W. Jede Halbbrücke muss ein Drittel der Motorleistung zur Verfügung stellen.

Das HV-Batteriepaket besteht aus mehreren in Reihe geschalteten NV-Batteriepaketen. Jedes NV-Batteriepaket besteht aus mehreren in Reihe geschalteten Batteriezellen und besitzt ein BMS. Das BMS ist der Grund für die Unterteilung in NV-Batteriepakete. Um die Spannungen der Batteriezellen zu messen, werden BMS-ICs genutzt, die häufig mit Switched-Capacitor-ADCs usw. ausgestattet sind. Die chipinterne Isolation ist begrenzt, sodass auch die Potentialdifferenz innerhalb des ICs begrenzt ist. Die meisten BMS-ICs sind auf zwölf Zellen begrenzt, sodass die NV-Batteriepaketspannung circa 50 V beträgt.

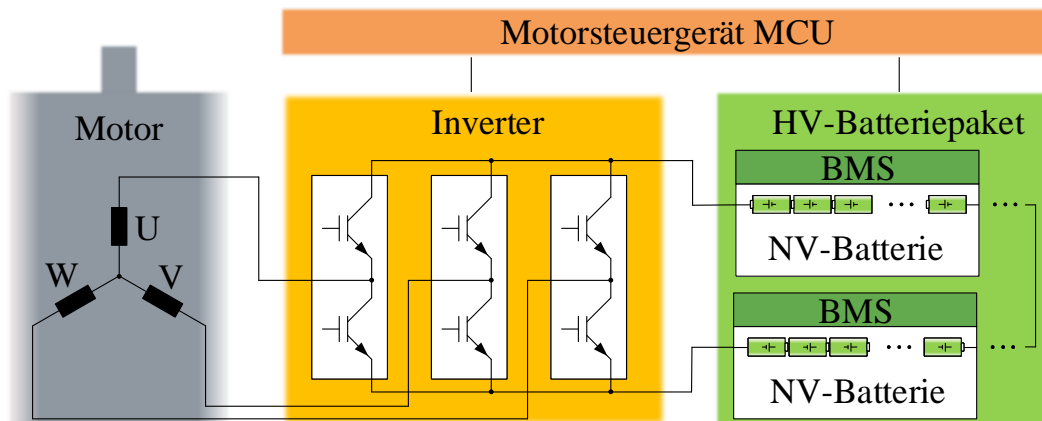


Abbildung 1.2: Topologie des Hochvolt-Antriebsstrangs

Die Kommunikation innerhalb eines Batteriepakets geschieht zumeist über Daisy Chain Technologie: Die BMS-Systeme sind über einen BUS mit dem nächsten BMS verbunden. Der

BUS-Koppler muss so nur für eine Potentialdifferenz in Höhe der NV-Batteriepaketspannung ausgelegt sein und ist häufig im BMS-IC enthalten. Sowohl innerhalb der Batterie als auch innerhalb des Inverters, sind bedingt durch die Hochspannung Isolationen vorzusehen und Kriechstrecken zu berücksichtigen.

1.3. Motivation

Bisher sorgen die Stromgrenzen der Stecker, der Kabel und der Halbleiter dafür, dass die Leistung eines elektrischen Traktionsantriebssystems über die Spannung skaliert wird. Systemleistungen über circa 12 kW führen bisher zu HV-Systemen, die einen hohen sicherheitstechnischen Aufwand mit sich bringen. Durch den Aufwand der Sicherheitstechnik und der Systemintegration entstehen Hürden für kleinere Hersteller.

Abgesehen von den systemrelevanten Sicherheitsvorkehrungen entstehen im Alltag weitere Herausforderungen. Werkstattpersonal, das bisher nur mit NV-Systemen konfrontiert wurde, benötigt nun eine elektrische Schulung, um auch HV-Fahrzeuge warten zu können.

Nach einem Crash muss das Fahrzeug spannungsfrei sein, bevor die Feuerwehr mit der Arbeit beginnen kann.

Ziel dieser Arbeit ist es daher, ein kosteneffizientes NV-Antriebssystem zu entwickeln, das Systemleistungen bereitstellt, welche bisher den HV-Systemen vorbehalten sind. Erreicht werden soll dies, indem vom Dreiphasensystem abgerückt wird und ein Multiphasensystem verwendet wird und zusätzlich zum Inverter auch die Batterie mit in den Antrieb integriert wird.

Begonnen bei dem Motor, findet die Skalierung der Leistung nun nicht mehr über die Spannung, sondern über die Anzahl der Phasen statt. Die Zwischenkreisspannung wird so gewählt, dass sie innerhalb der 60 V-DC-SELV-Grenzen liegt. Die bei HV-Systemen verwendeten kostenintensiven IGBTs, werden durch kostengünstige MOSFETs ersetzt. Der zur Erreichung der Systemleistung benötigte Gesamtstrom, wird nicht mehr auf drei Phasen und Halbbrücken aufgeteilt, sondern es werden entsprechend des MOSFET-Nennstroms, Phasen und Halbbrücken vorgesehen.

Der Verkabelungsaufwand zwischen Inverter und Motor ist bei einem Multiphasenmotor im Vergleich zu einem Dreiphasenmotor erhöht, daher sind sie auch eher aus der Literatur, als aus realen Anwendungen bekannt. Bei der Topologie des neuen „vollintegrierten Kleinspannungstraktionsantriebs“, soll die Leistungselektronikplatine genutzt werden, um die Batterie mit dem Motor zu verbinden. Hierfür wird die Batterie um den Motor herum angeordnet (Abbildung 1.3). Für die Multiphasenwicklung des Motors werden Stäbe verwendet, die auf einer Seite des Motors zu einem Sternpunkt zusammengefasst werden und auf der anderen Seite aus dem Motorgehäuse herausragen. Die Leistungselektronikplatine kann so direkt auf die Stäbe der Wicklung aufgesteckt werden.

Durch die höhere Anzahl an MOSFETs und der Notwendigkeit einer Hochstromplatine, wird beim Inverter nicht mit einer Kostenreduktion gegenüber einem HV-System gerechnet. Die höchsten Kosteneinsparungen ergeben sich durch den Entfall der Kabel und Steckverbindungen sowie deren Sicherheitseinrichtungen. Ein weiterer Faktor ist das geringere Bauvolumen, dass durch geringere Isolationsabstände und Isolationsstärken zustande kommt. Geringe Kosteneinsparungen werden durch den niedrigen Isolationsaufwand und den einfachen Aufbau der Motorwicklung erwartet.

Durch die vollständige Integration der Batterie, des Inverters und des Motors werden keine gepulsten Spannungen oder Ströme über externe Leitungen geführt, sodass außerhalb des

Antriebs nicht mit Ausgleichsströmen zu rechnen ist und das Risiko hinsichtlich elektromagnetischer Störungen sehr gering ist.

Ein weiterer Nebeneffekt dieser Antriebstopologie ist, dass Batterie und Inverter ohne Mehraufwand in redundante Einheiten unterteilt werden können. Dieses ermöglicht im Falle eines Batterie-, Leistungselektronik- oder Motorwicklungsdefekts, den Antrieb mit reduzierter Leistung weiterzubetreiben.

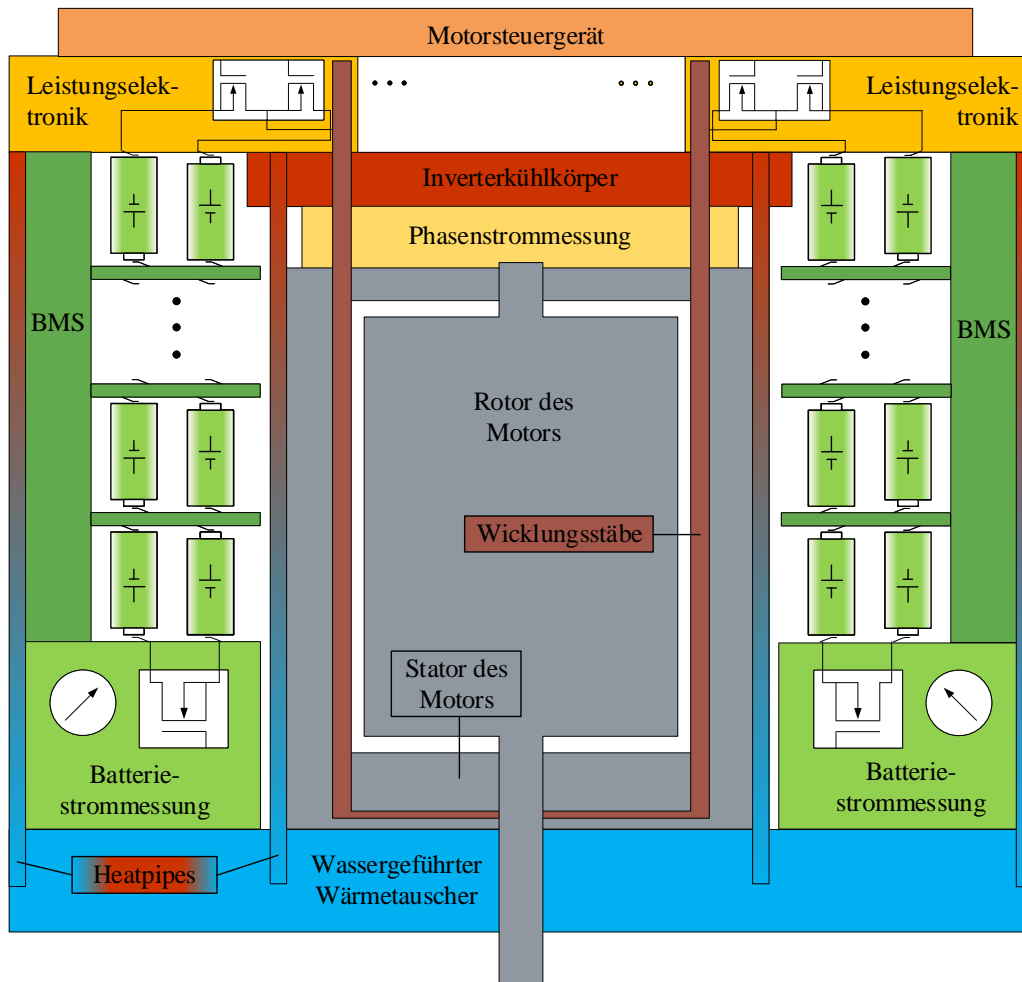


Abbildung 1.3: Topologie des vollintegrierten Kleinspannungstraktionsantriebs

Bei der bisher verwendeten Antriebstopologie sind Batterie, Motor und Inverter geometrisch weitestgehend unabhängig voneinander. Auch wenn der Inverter und der Motor in einem Gehäuse platziert werden, ist häufig ein separater Bauraum für beide Komponenten vorgesehen. Verbunden werden sie nach wie vor über ein Kabel, das nun gehäuseintern verbunden und verschraubt wird.

Die neue Antriebstopologie soll auf einem Motor basieren, der keine konventionelle Wicklung besitzt, sondern pro Nut des Stators nur noch einen Stab. Dies reduziert den Aufwand der Statorfertigung und ermöglicht eine stecker- und kabelfreie Steckmontage der Leistungselek-

tronikplatine auf den Motor. Auf der von der Leistungselektronik abgewandten Seite des Motors werden die Wicklungsstäbe zu einem Sternpunkt zusammengeführt. Dies wird wie beim Kurzschlusskäfig eines Asynchronmotors über einen Kurzschlussring ausgeführt. In Anlehnung an diesen wird die Wicklungsart im folgenden Käfigwicklung genannt.

Die Käfigwicklung birgt weitere Vorteile wie einen hohen Nutzfüllfaktor und die Vermeidung von Wicklungshotspots. Sie reduziert aber auch die Möglichkeiten über die Wicklungsart oder die Windungszahl Einfluss auf die Spannungsform oder die Höhe der induzierten Spannung (EMK) zu nehmen. Die EMK wird bei der Käfigwicklung lediglich durch die Motordrehzahl n , die rotorerreichte Flussdichte $\hat{B}_{\delta,1}$, den Statorinnendurchmesser d_{si} und der Statorlänge l_e bestimmt (nähere Informationen in Kapitel 3).

Auch die Batteriespannung ist abhängig von der Antriebslänge. Die Batterie wird gemäß Abbildung 1.3 am Umfang des Motors platziert. Die Anzahl der Zellen, die in Reihe verschaltet werden können, ist somit durch die Antriebslänge begrenzt.

Damit die Inverterplatine Batterie und Motor miteinander verbinden kann, sollen die MOSFETs des Inverters zwischen den Stäben des Motors und der Batterie platziert werden. Zum einen ergibt dies die kürzesten Leiterbahnlängen (möglichst kleine parasitäre Induktivitäten und geringe elektromagnetische Abstrahlung) zum anderen soll das Kühlsystem für den Motor und die Leistungselektronik zwischen Motor und Batterie durchgeführt werden. Das bedeutet, um die MOSFETs platzieren zu können, ist der Stababstand der Käfigwicklung des Motors im Zusammenhang mit der Größe der MOSFETs zu betrachten.

Diese Zusammenhänge führen sich bei den Geometrien und den daraus resultierenden Verlustleistungen im Motoreisenkreis, der Inverterplatine und der anschließend entsprechend zu installierenden Kühlleistung fort.

Die geometrische Abhängigkeit aller Komponenten voneinander führt zur Notwendigkeit die Antriebsauslegung auf geometrischer Basis komponentenübergreifend durchzuführen und den für die gewünschte Anwendung besten Kompromiss herauszuarbeiten.

Weitere Aspekte bei der Entwicklung des neuen „vollintegrierten Kleinspannungstraktionsantriebs“ sind der Inverter und die Phasenstromerfassung. Die Inverterplatine soll den Motor mit der Batterie verbinden, was bedeutet, dass sie muss eine hohe Verformungsstabilität aufweisen. Durch den begrenzten Bauraum und die hohe Anzahl an Motorphasen wird eine hohe Leistungsdichte der Leistungselektronik verlangt. Dies soll durch eine Hochstromplatine mit optimierter thermischer Anbindung der MOSFETs an das Kühlsystem erreicht werden.

In einem Inverter werden die Phasenströme häufig über Ringkern-Hallsensoren zwischen den Anschlussklemmen und der Leistungselektronik gemessen. Ein Ringkernstromsensor wird pro Phase verwendet. Bei der Topologie des „vollintegrierten Kleinspannungstraktionsantriebs“ wird die Leistungselektronik direkt auf die Wicklungsstäbe des Motors geschoben. Eine Stromerfassung mit einzelnen Ringkernstromsensoren hätte, auch aufgrund der Phasenanzahl, einen hohen Raumanspruch. Daher erfolgt die Stromerfassung stattdessen über einen gemeinsamen Eisenkern für alle Phasen. Der Eisenkern ist eine Abwandlung des Statorblechschnitts und wird mit einer Sensorplatine bestückt. Diese Sensoreinheit baut weniger als zwei Zentimeter auf und wird zwischen dem Eisenpaket des Motors und den Leistungselektronikplatinen platziert (Position schematisch in der Abbildung 1.3 zu erkennen).

Zur Auslegung des gesamten Systems werden Finite-Elemente-Methoden und Simulationssoftware (wie z. B. Spice) herangezogen. Die Basis der Auslegung soll jedoch eine Zusammenstellung linearer Gleichungen, die die geometrischen und elektrischen Eigenschaften aller Komponenten miteinander verknüpfen, werden. Diese ermöglichen eine Übersicht der wichtigsten Eigenschaften wie Spannungen, Ströme, Drehmomente und Verlustleistungen. Im

Anschluss werden die in der Analyse gewonnenen Geometrien und weiteren Daten genutzt, um spezifische Problemstellungen in einer FEM- oder Spice-Simulation zu überprüfen. Ein Beispiel hier ist die Auslegung des Rotors.

Auf die Auslegung folgt die Fertigung. Um zu zeigen, dass die Topologie des neuen „vollintegrierten Kleinspannungstraktionsantriebs“ und die zur Realisierung gefundenen Lösungsansätze nicht nur in der Theorie, sondern auch in der Praxis funktionieren, wird ein Demonstrator aufgebaut. Das Antriebssystem soll bei einer nominalen Zellspannung von 3,6 V eine Leistung von 50 kW bereitstellen. Die maximale Leistung des Systems soll 60 kW betragen und kurzzeitig bei geladenen Zellen und einer Zellspannung von 4,2 V bereitgestellt werden können. Diese Leistungen liegen deutlich über den bisherigen Grenzen der 48-Volt-Systeme.

2. Systemkonzept

Bisher wurde ein Kurzüberblick über die Topologie des „vollintegrierten Kleinspannungstraktionsantriebs“ gegeben. Zur Erläuterung des Wegs zu dieser Antriebstopologie wird zunächst ein HV-Antriebsstrang erläutert. Anschließend werden Brücken zur neuen Topologie gebildet. Der zu entwickelnde Demonstrator wird eine Antriebsleistung von 50 kW besitzen. Wird ein Antrieb dieser Leistung als HV-Variante ausgelegt, so ist ein 230 V Motor mit einer 360 V Batterie eine ausgewogene Auslegungsvariante. Der maximale Batteriestrom dieses Systems beträgt 139 A bei einem maximalen Phasenstrom von 126 A. Die Batterie besteht aus zehn NV-Batteriemodulen, die in Reihe geschaltet werden. In den NV-Batteriemodulen sind jeweils zehn Zellen in Reihe geschaltet und es ist ein BMS-System verbaut (siehe auch Abbildung 1.2). Die Batterie sowie alle weiteren HV-Komponenten wie der Inverter und der Motor, werden in crashsicheren Gehäusen verbaut. Die Batterie und der Inverter sowie der Inverter und der Motor sind über HV-Kabel verbunden, deren Stecksysteme eine Interlockfunktion besitzen. Eine zweifache Isolationssicherheit wird gewährt, indem ein Isolationswächter verbaut wird, der die Batterie bei einem Isolationsfehler trennt.

Wird das Antriebssystem anstatt dessen als LV-Variante, mit einer Batteriespannung niedriger als 60 V aufgebaut, können die crashsicheren Gehäusen, das Interlocksystem, die HV-Kabel und Steckverbindungen sowie die Isolationsüberwachung entfallen. Die Batterie besteht aus LV-Batteriemodulen, in dem zehn Zellen in Reihe verbunden sind. Die maximale Batteriespannung beträgt hierbei 42 V, was zu einer Nennspannung der Batterie von 36 V führt. Anstelle von zehn BMS-Systemen wird nur noch eins benötigt. Als Motor wird ein 24 V Motor verwendet.

Die benötigten Batterie- und Phasenströme steigen auf 1400 A und 1200 A an. Die Erhöhung der Ströme sorgt für Kosten und Bauraumsteigerungen sowohl beim Inverter als auch bei den Leitungen und Steckverbindungen, sodass Preis- und Platzeinsparungen der eingesparten Komponenten zum Teil kompensiert werden.

An dieser Problemstellung setzt die Topologie des „vollintegrierten Kleinspannungstraktionsantriebs“ an. Zur Reduktion des Phasenstroms wird der Strom auf mehr als drei Motorphasen verteilt. Wird ein Motor mit 32 Phasen verwendet, sinkt der Phasenstrom auf 120 A, die wieder durch einfache Halbbrücken gespeist werden können. Die Batterie wird am Umfang des Motors platziert, sodass die Inverterplatine auf die Motorwicklung und die Batterie aufgesteckt wird. Kabelverbindungen innerhalb des Antriebs entfallen gänzlich.

Um die Inverterplatine auf die Motorwicklung aufstecken zu können, wird auf eine spezielle, vereinfachte Motorwicklung zurückgegriffen, die im folgenden Unterkapitel erläutert wird.

2.1. Motorwicklung

Weit verbreitet sind Drehstromelektromotoren, die drei Wicklungen besitzen. Der Grund dafür ist, dass mindestens drei Wicklungen notwendig sind, um ein Drehfeld mit kontinuierlicher Leistung zu erzeugen. Sie werden häufig als Wicklung U, V und W bezeichnet. Abbildung 2.1(a) zeigt schematisch einen Stator mit einer verteilten Wicklung, die sich auf vier Nuten aufteilt. Abbildung 2.1(b) zeigt den gleichen Stator mit einer Käfigwicklung, bei der die vier Nuten mit Stäben gefüllt sind. Die Windungen der verteilten Wicklung können parallel oder in Reihe verschaltet werden, jedoch fließt durch die Windungen immer der gleiche Strom mit der gleichen Phasenlage.

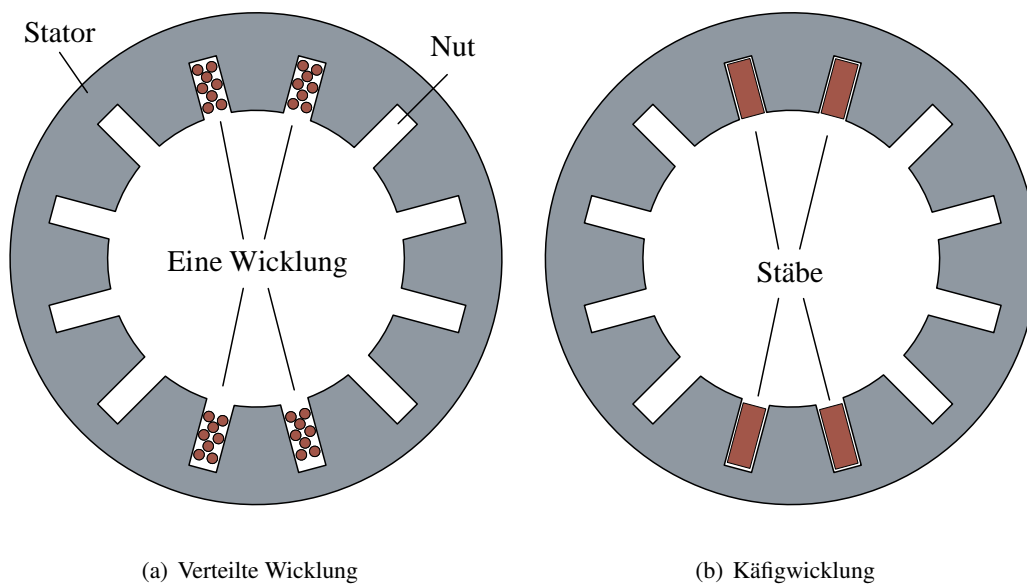


Abbildung 2.1: Schematische Darstellung eines Stators mit Wicklungen

Wird der gleiche Stator mit einer Käfigwicklung ausgestattet, liegt in jeder Nut ein Stab. Sie werden auf einer Stirnseite des Stators zu einem Sternpunkt zusammengeführt. Abgesehen von der Bedingung, dass die Summe Null ist, sind die Ströme unabhängig voneinander. Es entsteht eine Redundanz, da bereits mit drei Stäben ein rotierendes Magnetfeld in der Statorbohrung generiert werden kann. Die Leistung des Motors wird in diesem Beispiel durch zwölf Inverter-Halbbrücken bereitgestellt.

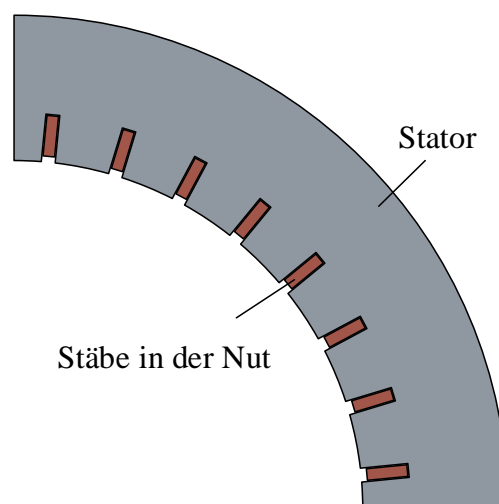


Abbildung 2.2: Stator und Stäbe eines Polpaars

Ein rotierendes Magnetfeld kann bereits über zwei Motorwicklungen generiert werden, eine kontinuierliche Leistungsübertragung bedarf mindestens drei Wicklungen. Jede weitere Wick-

lung kann zu einer Redundanz beitragen und die Auflösung des Flussdichteverlaufs entlang des Rotorinnenumfangs erhöhen. So hat der entworfene Motor, wie in Abbildung 2.2 dargestellt, acht Phasen je Polpaar. Er besitzt vier Polpaare, sodass der Gesamtstrom des Motors auf 32 Halbbrücken verteilt wird.

Abbildung 2.3 zeigt den Käfig, ähnlich dem eines Asynchronmaschinenrotors, der entsteht, wenn die Leiter als Stäbe und der Sternpunkt als Kurzschlussring (1) ausgeführt werden. Diese Wicklungsart wurde durch Herrn Professor Gerling unter dem Namen ISCAD veröffentlicht [10]. Die Wicklung liegt im transparent dargestellten Statoreisenkern (2). Mittig ist die Antriebswelle (3), die vom Rotoreisenkern (4) umgeben ist, dargestellt. In den sternförmig angeordneten Taschen des Rotors werden Magnete platziert. Auf die aus dem Statorblechpaket herausragenden Stäbe (5) werden die Leistungselektronikplatinen, die die MOSFETs enthalten, aufgeschoben und verbunden.

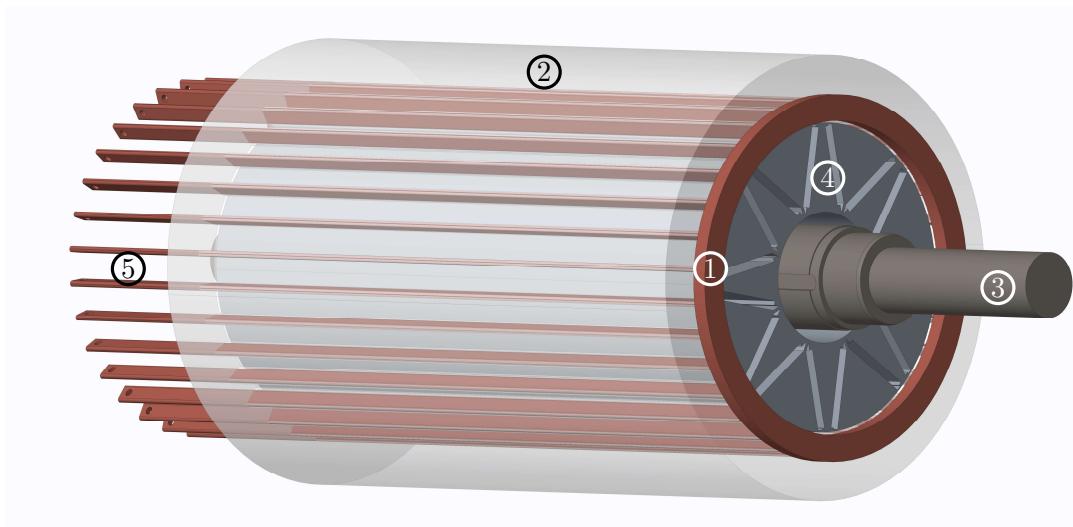


Abbildung 2.3: 3D-Darstellung der Käfigwicklung

Abbildung 2.4 zeigt eine Übersicht der elektrischen Verbindungen zwischen den Batteriepaketen, den Invertern und der Motorwicklung. Die Batterie-Leistungselektronik-Module (Batterie-LE-Module) sind galvanisch getrennt aufgebaut, teilen sich jedoch ein gemeinsames Potential über den Sternpunkt des Motors. Aufgrund der galvanischen Trennung zwischen den Batterie-LE-Modulen können lediglich Ströme innerhalb eines Moduls ausgebildet werden. Durch die Motorwicklung können vier Polpaare oder vielfache davon abgebildet werden.

Werden die Batteriemittelpunkte miteinander verbunden, können auch Ströme über zwei Module fließen. Dies ermöglicht Magnetfelder ab der Polpaarzahl eins über die Wicklung auszubilden. Weiterhin eröffnet dies die Möglichkeit, die Funktion einer Zahnspulenwicklung abzubilden. Dies gelingt durch gegensinniges bestromen nebeneinanderliegender Stäbe.

Wird der Sternpunkt der Wicklung ebenfalls elektrisch mit dem Batteriemittelpunkt verbunden, kann jeder Stab unabhängig bestromt werden. Bei der Topologie des „vollintegrierten Kleinspannungstraktionsantriebs“ befinden sich der Motorsternpunkt und die Batteriemittelpunkte auf der gleichen Seite des Antriebs, in unmittelbarer Nähe zueinander. Daher ist es konstruktiv mit geringem Aufwand verbunden, leitfähige Verbindungen zwischen den Komponenten herzustellen. Dies ergibt weitere Freiheitsgrade bei der Antriebsauslegung.

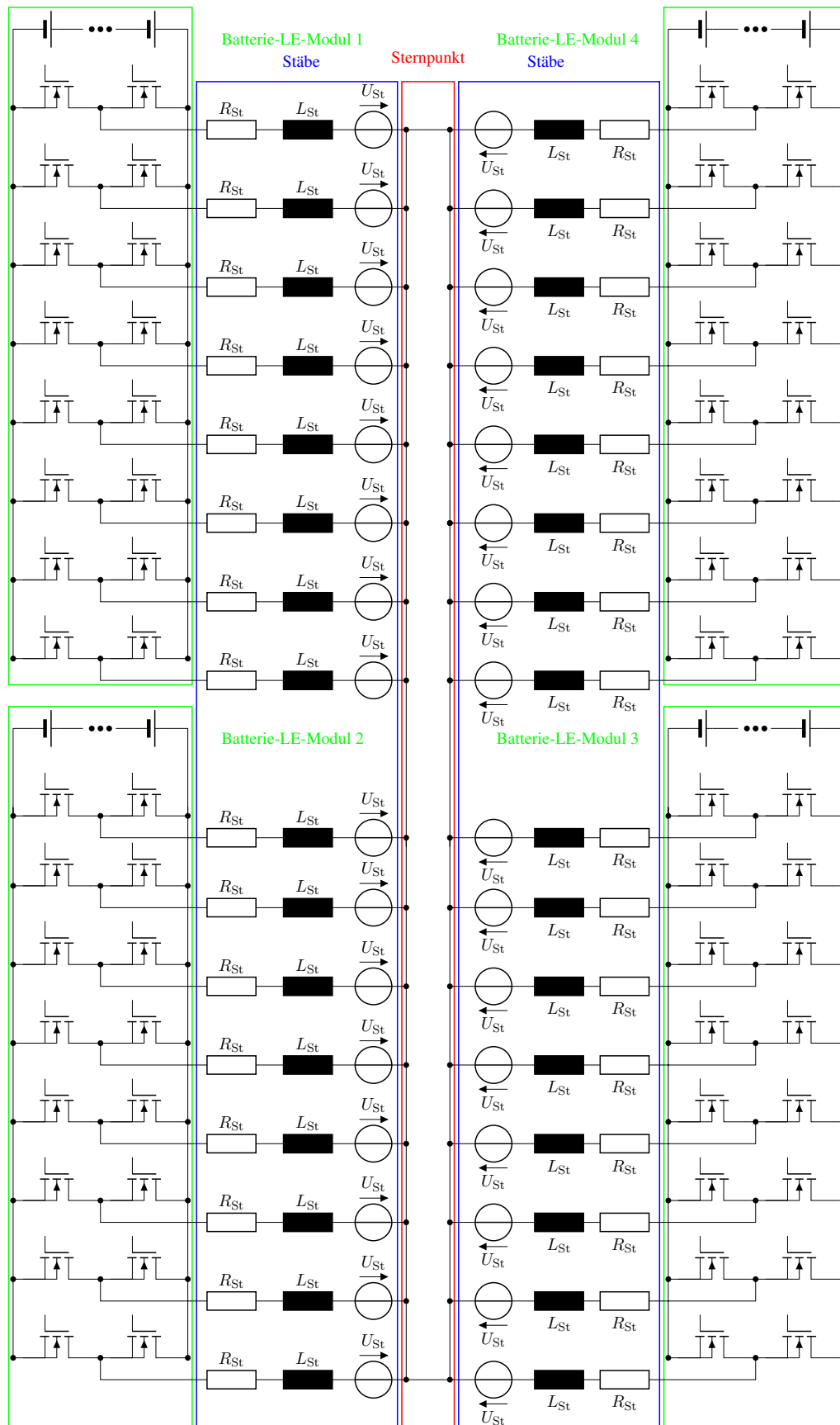


Abbildung 2.4: Übersichtsschaltplan Batterie, Leistungselektronik und Motor

Diese Wicklungsart besitzt abgesehen von der einfachen Montage des Inverters weitere Vorteile gegenüber konventionellen Wicklungen:

- Bedingt durch die niedrigen induzierten Spannungen, müssen Stab und Nutwand lediglich durch eine Niederspannungsisolation getrennt werden. Dieses führt zu einem maximalen Nutfüllfaktor und einem minimalen Wärmeübergangswiderstand zwischen Stab und Stator.
- Der für die Erzeugung des gewünschten Drehmoments benötigte Gesamtstrom wird auf die notwendige Anzahl an Stäben aufgeteilt. Die Anzahl der Stäbe ist abhängig vom Nennstrom der Inverter-Halbbrücken.
- Der Inverter muss nicht aus einem Stück bestehen, sondern kann auf mehrere redundante Teilsysteme aufgeteilt werden.
- Die Produktion ist ähnlich der eines Kurzschlusskäfigrotors und dadurch kostengünstiger als die einer konventionellen Wicklung.
- Ist es gewünscht, können die Ströme polpaarvariabel oder sogar unabhängig voneinander eingeprägt werden.

Die Käfigwicklung birgt auch Nachteile gegenüber einer konventionellen Wicklung:

- Durch die erhöhte Phasenanzahl und dem Sternpunkt, der alle Stäbe miteinander verbindet, erhöht sich die Anzahl der zur Stromreglung benötigten Strommessungen. Wird eine konventionelle dreiphasige Wicklung mit der Windungszahl eins, aufgeteilt auf sechs Nuten verglichen mit einer Käfigwicklung mit sechs Stäben in sechs Nuten, müssen zur Regelung der Phasenströme für eine konventionelle Wicklung mindestens zwei Ströme erfasst werden, während das Äquivalent der Käfigwicklung mindestens fünf gemessene Phasenströme benötigt.
- Die Amplitude der induzierten Spannung kann nicht mehr über die Windungszahl angepasst werden, sondern muss jetzt über die Länge und den Bohrungsdurchmesser des Stators, der Drehzahl und der rotorerrregten Flussdichte angepasst werden.
- Auch die Form der Spannung kann nicht mehr über eine Sehnung, sondern muss über den Verlauf der rotorerrregten Flussdichte angepasst werden. Dies ist z. B. möglich, indem die Luftspaltweite zwischen Stator und Rotor variiert.

Bisher zeigen sich bei keiner Auslegungsvariante der Topologie des „vollintegrierten Kleinspannungstraktionsantriebs“ Vorteile durch eine Justage der induzierten Spannung über die Windungszahl, daher trifft dieser Punkt hier nicht zu. Auch auf die Anpassung der Form der induzierten Spannung wurde verzichtet. Eine trapezförmige induzierte Spannung besitzt den Vorteil, dass die Grundwellenspannung höher ist als die tatsächliche Dachspannung.

Sollte sich zeigen, dass die Anzahl der Strommessungen höhere Kosten verursacht, als durch die einfache Wicklungsart eingespart wird, kann bei der Wahl einer geraden Stabanzahl je Polpaar, auch eine konventionelle Wicklung mit der Windungszahl eins verwendet werden. Dies bewirkt eine Halbierung der notwendigen Strommessungen.

2.2. Inverter

Üblicherweise ist bei Traktionssystemen der Inverter über Kabel mit dem Motor und der Batterie verbunden. Bei der Topologie des „vollintegrierten Kleinspannungstraktionsantriebs“ soll der Inverter den Motor mit der Batterie verbinden. Über die Komponenten Leistungselektronik, Strommessung und Steuergerät wird hier ein Überblick gegeben.

2.2.1. Leistungselektronik

Die Batterie wird um den Umfang des Motors angeordnet (Abbildung 2.5). Die Leistungselektronikplatine wird stirnseitig auf die Motorstäbe aufgeschoben und verbunden. Zur Kontaktierung der Batteriezellen sind Federkontakte an der Unterseite der Platine angebracht. Das Motorsteuergerät wird direkt auf dem Inverter eingesteckt.

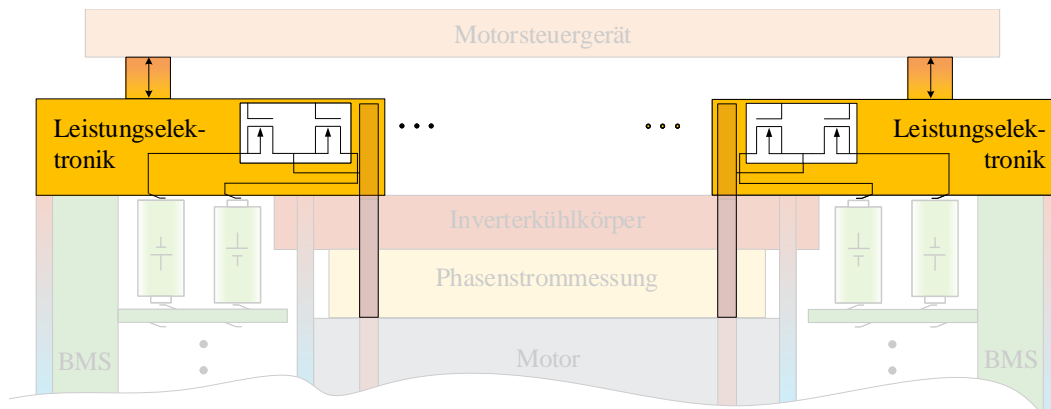


Abbildung 2.5: Position der Leistungselektronik

Diese Topologie ermöglicht einen kompakten Aufbau des Komplettantriebs, jedoch birgt sie Eigenheiten bei der Auslegung. Standard Leistungs-MOSFETs zur Auflötmontage werden über die Lötflächen durch die Platine gekühlt. Daher wird der Inverterkühlkörper unterhalb der Platine vorgesehen. Dieser transportiert die Abwärme der MOSFETs über Heatpipes zwischen Batterie und Motor hindurch zu einem wassergeführten Wärmetauscher. Der Kühlkörper wird, um die beste thermische Anbindung zu erhalten, unterhalb der MOSFETs platziert. Raum für den Kühlkörper befindet sich zwischen den Batteriezellen und dem Zentrum des Motors.

Die Inverterplatine verbindet die Batterie mit dem Motor. Dafür werden die MOSFETs in dem Raum zwischen den Batteriezellen und dem Stab platziert (Abbildungen 2.6 und 2.7).

Im Leistungspfad eines konventionellen Dreiphasen-Inverters sind typischerweise nur die Zwischenkreiskondensatoren auf einer Platine platziert. IGBT- oder MOSFET-Module werden auf Kühlkörper aufgeschraubt und über Kupferschienen mit den Anschlüssen verbunden. Dieses liegt an der begrenzten Stromtragfähigkeit konventioneller Platinen, die durch die geringe Kupferschichtdicke bis circa 200 µm, zu hohe Widerstände aufweisen.

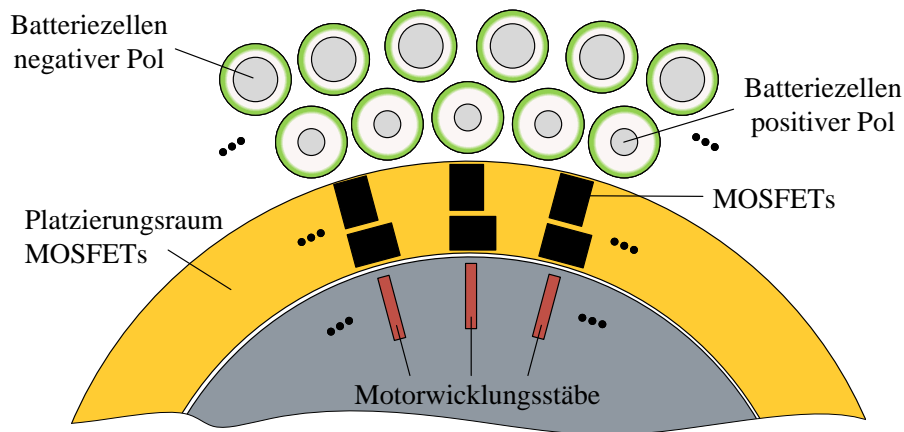


Abbildung 2.6: Schematischer Platzierungsraum der MOSFETs

Für das hier verwendete Antriebskonzept werden Platinen gefertigt, in denen der leistungsführende Pfad aus gefrästen Kupferteilen besteht. Die Kupferteile werden mit konventionell gefertigten Platinen kombiniert und verbunden. Abbildung 2.7 zeigt schematisch den Aufbau der Platine und die Position der Batteriezellen und des Motors. Die Kupferteile sind so angelegt, dass auf der Unterseite der Kühlkörper verbunden wird und auf der Oberseite die MOSFETs aufgelötet werden. Die Batteriezellen werden über aufgelötete Federkontakte verbunden. Die Kombination aus frei wählbaren Kupferquerschnitten und der direkten Anbindung des Kühlkörpers erzeugt eine hohe Stromtragfähigkeit sowie Packungs- und Leistungsdichte der Inverterplatine.

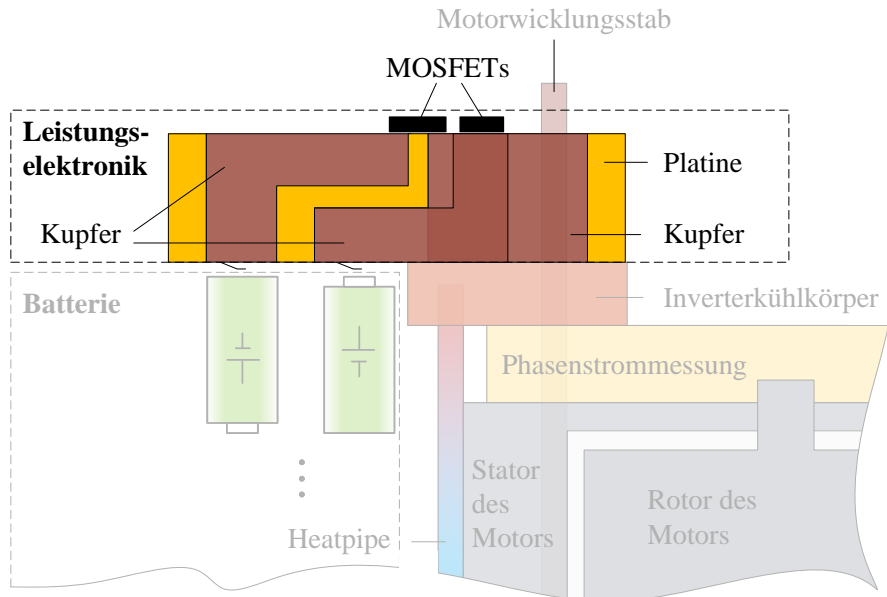


Abbildung 2.7: Schematischer Aufbau der Leistungselektronikplatine

2.2.2. Phasenstrommessung

Zur Messung eines Stroms stehen verschiedene Verfahren zur Auswahl, die auf zwei Grundprinzipien basieren: Die Messung der Spannung über einen vom Strom durchflossenen Widerstand, dem Messshunt und der Messung des durch den Strom verursachten Magnetfeldes. Die Messung über einen Messshunt wird bei geringen Strömen bis in den zweistelligen Bereich häufig verwendet. Aufgrund der Dimensionierung des Messshunts wird zur Messung höherer Ströme eher ein Magnetfeldmessverfahren verwendet. Bei HV-Invertern birgt die Messung über ein Magnetfeld auch den Vorteil der galvanischen Trennung des Messsignals.

Die galvanische Trennung ist für ein NV-System nicht notwendig, ergibt aber höhere Freiheitsgrade hinsichtlich der Platzierung. Die Phasenstrommessung kann als magnetisches Messverfahren, wie in Abbildung 2.8 dargestellt, zwischen dem Inverterkühlkörper und dem Motor platziert werden.

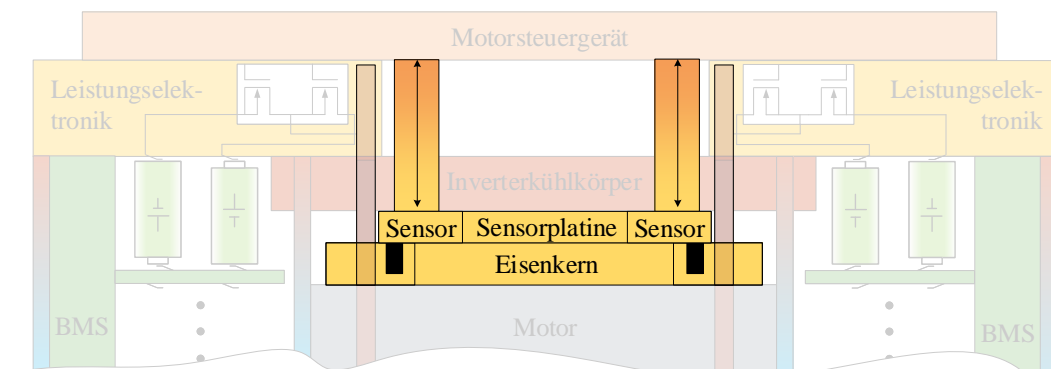


Abbildung 2.8: Position der Phasenstrommessung

Die Phasenstrommessung besteht aus einem Eisenkern und einer Sensorplatine. In Abbildung 2.9 ist die prinzipielle Funktion abgebildet.

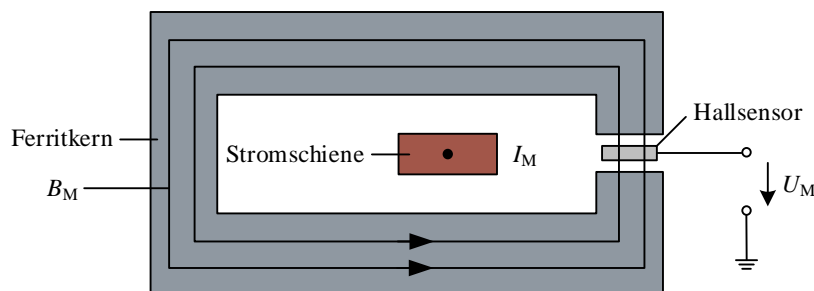
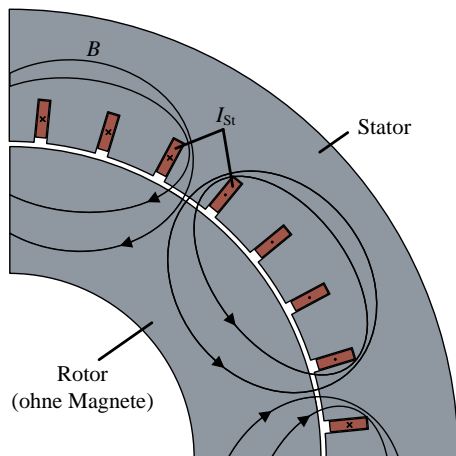


Abbildung 2.9: Magnetfeld Strommessung mit Eisenkern

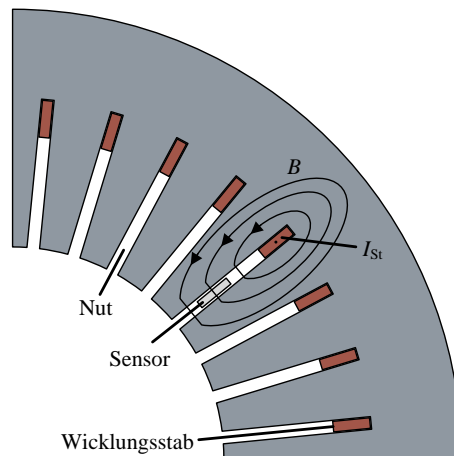
Der stromdurchflossene Leiter (im Beispielbild die Stromschiene) wird in der Mitte des Eisenkerns platziert. Der zu messende Strom der Stromschiene I_M erzeugt eine Flussdichte B_M im Ferritkern. Ist der zu messende Strom I_M innerhalb des linearen Messbereichs des Hallensors und des Ferritkerns, ist die Messspannung U_M des Hallensors proportional zum Strom I_M und kann zum Beispiel von einem AD-Wandler ausgewertet werden. Dieses Prinzip

wird häufig in am Markt verfügbaren Stromsensoren verwendet.

Für den „vollintegrierten Kleinspannungstraktionsantrieb“ wird ein Eisenkern entworfen, der durch den Blechschnitt des Statoreisens inspiriert ist. Abbildung 2.10(a) zeigt schematisch den Eisenkern des Motors. Die Feldlinien des durch den Motorstrom generierten Magnetfelds schließen sich hauptsächlich durch den Rotor.



(a) Eisenkerne des Motors



(b) Eisenkern der Phasenstrommessung

Abbildung 2.10: Prinzip der Phasenstrommessung

Abbildung 2.10(b) zeigt schematisch den Eisenkern der Phasenstrommessung. Fließt ein Strom durch den Stab (I_{St}), schließt sich der größte Anteil der magnetischen Flusslinien (B) durch die Nut, in der der Stab liegt.

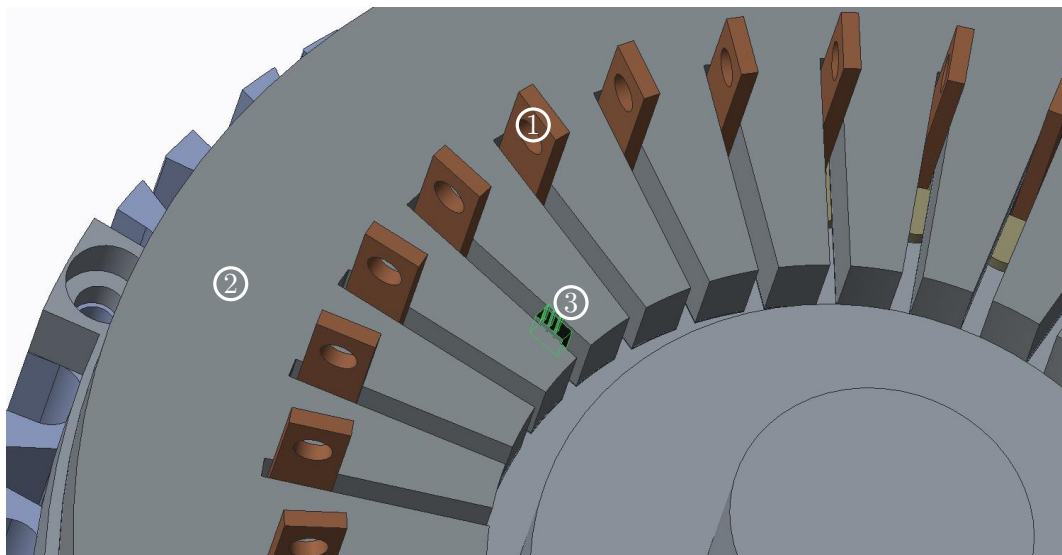


Abbildung 2.11: 3D Darstellung des Eisenkerns zur Phasenstrommessung

In den Nuten sollen integrierte Halleffektsensoren platziert werden, die die stabstromabhängige Flussdichte B , in eine Spannung wandeln. So ist es möglich, dass alle Phasenströme des Motors mit einem Eisenkern und einer Sensorplatine erfasst werden. Abbildung 2.11 zeigt eine 3D-Darstellung, des auf die Käfigwicklung (1) aufgeschobenen Phasenstromsensoreisenkerns (2). In einer Nut ist ein Hallsensor (grün markiert) abgebildet.

2.2.3. Motorsteuergerät

Das Motorsteuergerät ist eine Platine, die stirnseitig angebracht wird. Sie kann, wie die Batterie-Leistungselektronik-Module, redundant aufgebaut und zum Beispiel mit auf der Leistungselektronikplatine platziert werden. Für den ersten Demonstrator wird sie jedoch als einfaches separates System entwickelt. Die Platine wird kabellos, wie in Abbildung 2.12 schematisch dargestellt, auf die Inverterplatinen, die Stromsensorplatine und den Lagegeber aufgesteckt.

Das Motorsteuergerät übernimmt die Stromregelung und steuert übergeordnete Prozesse wie zum Beispiel das Lade- und Entlademanagement der Batterien.

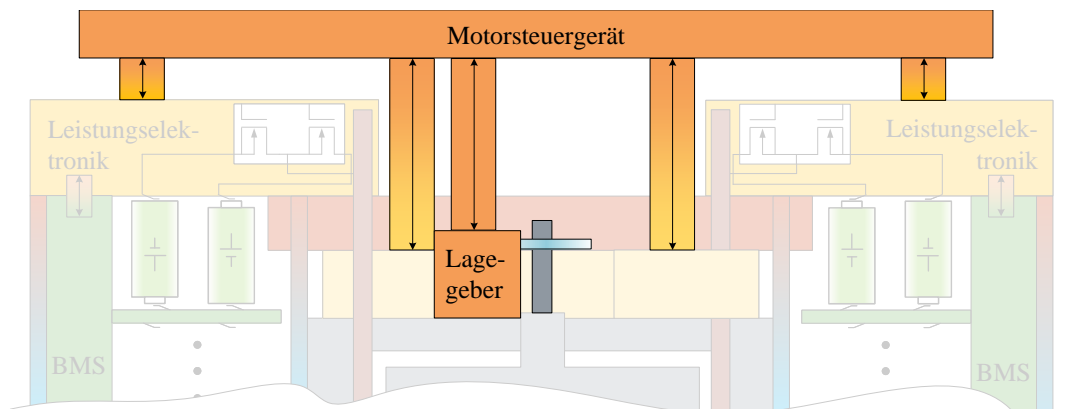


Abbildung 2.12: Position des Motorsteuergeräts

2.3. Batterie

2.3.1. Batterieaufbau

Die Batteriepakete werden radial am Umfang des Motors platziert. Sowohl der negative, als auch der positive Pol der Batterie, enden auf der Seite des Motors, auf der die Wicklungsstäbe herausragen (schematische Darstellung in Abbildung 2.13). Die Leistungselektronikplatine kann so sowohl auf die Batterie als auch auf die Motorwicklung aufgesteckt werden und sie elektrisch miteinander verbinden.

Hinsichtlich der Montage birgt es Vorteile, die Batterie in Segmente zu unterteilen, sodass sie nacheinander am Motor montiert werden können. Wird die Unterteilung so gewählt, dass die zugehörige Leistungselektronik, die Phasenanzahl eines Motorpolpaars versorgt, kann das Batteriesegment und die Leistungselektronik galvanisch getrennt und autark aufgebaut werden. Dies ist möglich, weil der Motorphasensummenstrom innerhalb eines Polpaars für gewöhnlich Null ist. Der Demonstratormotor besitzt vier Polpaare, daher werden für diesen vier autarke Batteriepakete vorgesehen.

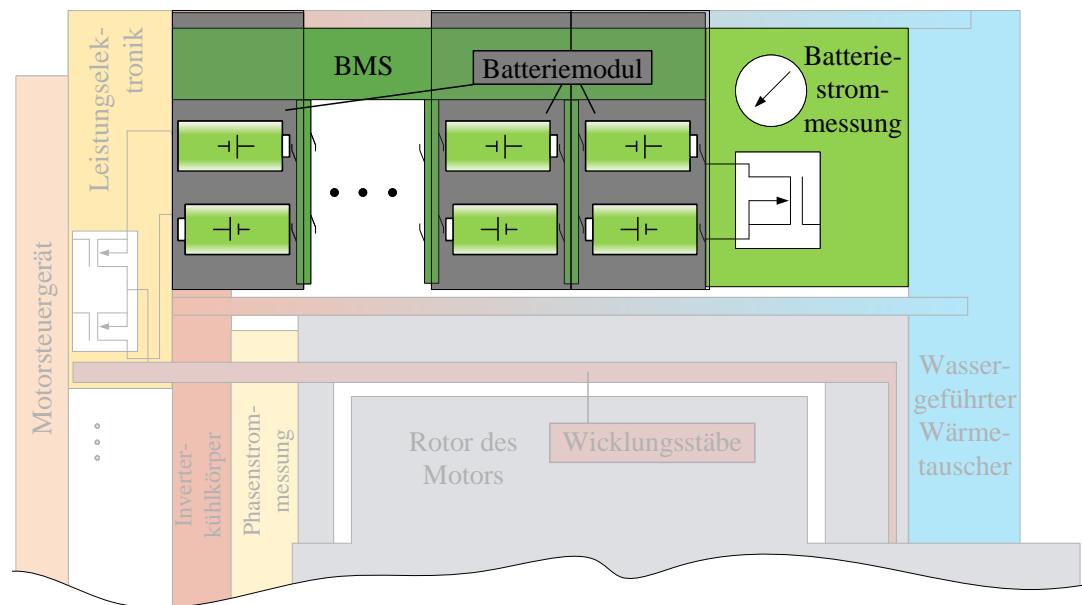


Abbildung 2.13: Schematische Ansicht der Position der Batterie

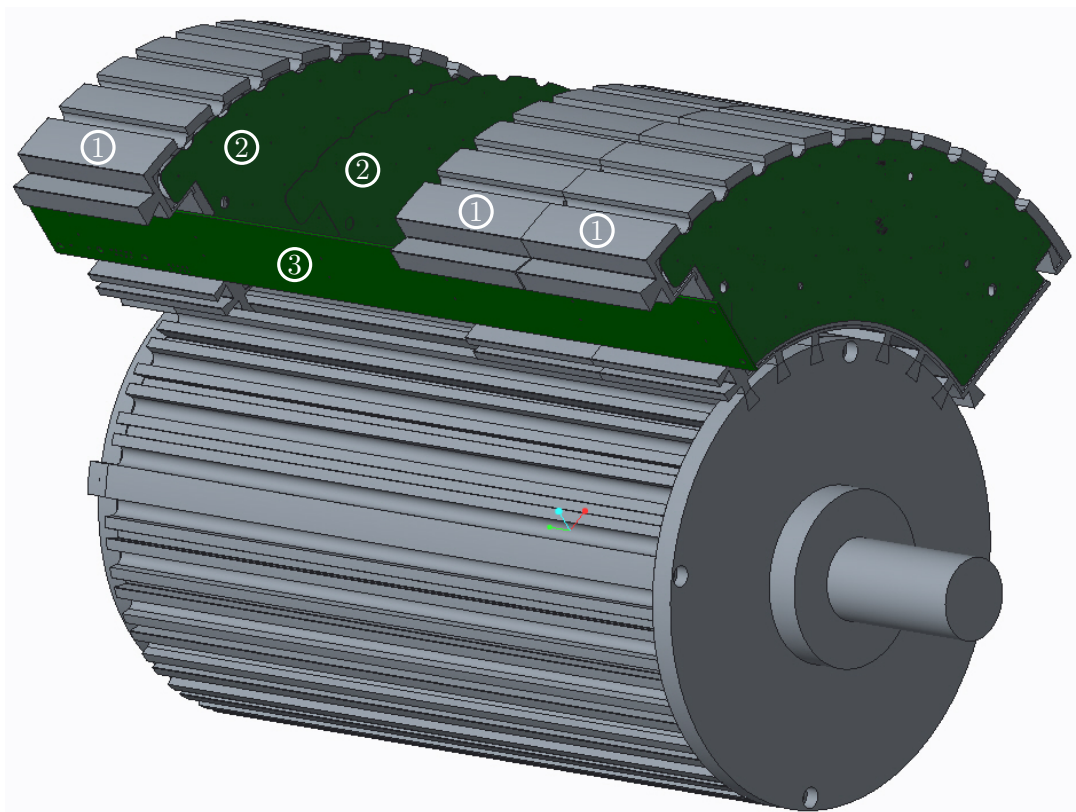


Abbildung 2.14: 3D-Ansicht der Position der Batterie

Ein Batteriesegment setzt sich aus einzelnen Batteriemodulen zusammen. Der Querschnitt eines Batteriemoduls ist in Abbildung 2.15 dargestellt. In den Bohrungen der Batteriemodule werden die Batteriezellen platziert. Die Nuten am Rand des Batteriemodules dienen der Kühlung über Heatpipes. Die mit Batteriezellen gefüllten Batteriemodule werden aufeinander gestapelt. Der Aufbau ist schematisch in der Abbildung 2.15 dargestellt. Zwischen den Batteriemodulen (1) liegen mit Federkontakten bestückte Platinen (2).

Diese Batterieverbindungsplatinen (2) verbinden die Zellen miteinander, sowie die Zellen mit dem Batteriemanagementsystem (3). Das Batteriemanagementsystem findet in einem Schacht an der Seite des Batteriepaketes Platz.

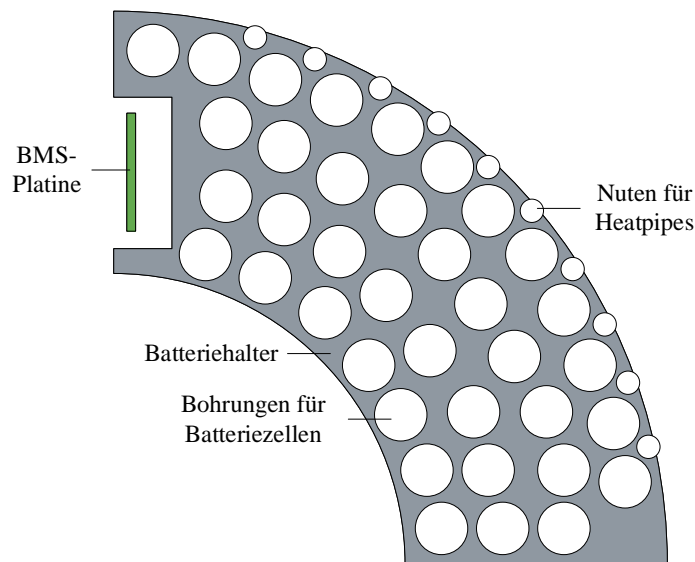


Abbildung 2.15: Draufsicht Batteriemodul

2.3.2. Batteriestrommessung

Auf der Abtriebsseite des Motors werden die Batteriezellen über eine Platine elektrisch miteinander verbunden. Auf ihr befindet sich die Batteriestrommessung. Wie bei der Phasenstrommessung (Kapitel 2.2.2), wird auch hier ein magnetisches Messverfahren gewählt. Aufgrund der höheren Ströme kann hier, wie in Abbildung 2.16(a) dargestellt, auf einen Eisenkern verzichtet werden. Der Hallsensor wird über einem stromführenden Leiter platziert, sodass er von der stromabhängigen magnetischen Flussdichte durchflutet wird und eine Messspannung generiert.

Die Batteriezellen der Batteriehälften werden über in die Platine eingelassene Kupferteile verbunden (schematische Darstellung in Abbildung 2.16(b)). Die Verbindung zwischen den Batteriehälften wird über eine Kupferschiene, die diese Kupferteile kontaktiert, hergestellt. Fließt der Batteriestrom I_{Bat} über diese Kupferschiene, wird der darüber liegende Hallsensor durch die stromabhängige magnetische Flussdichte durchflutet und erzeugt eine Messspannung. Zukünftig werden zusätzliche MOSFETs im Strompfad platziert, um den Batteriestromkreis unterbrechen zu können. In Kombination mit der Strommessung kann eine elektronische Sicherung als Überstromschutz implementiert werden.

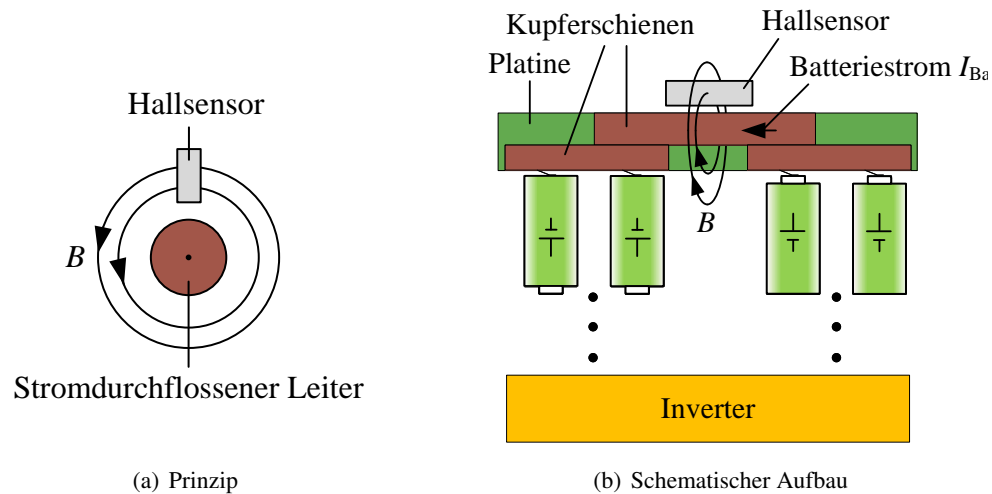


Abbildung 2.16: Schematischer Aufbau der Batteriestrommessung

2.4. Kühlung

Die Kühlung soll zum einen durch einen wassergeführten Wärmetauscher und zum anderen durch Heatpipes erfolgen. Die Heatpipes liegen innerhalb des Antriebs und transportieren die Abwärme aus dem Antrieb heraus zum wassergeführten Wärmetauscher, der auf der Abtriebsseite des Antriebs montiert wird (siehe Abbildung 2.18).

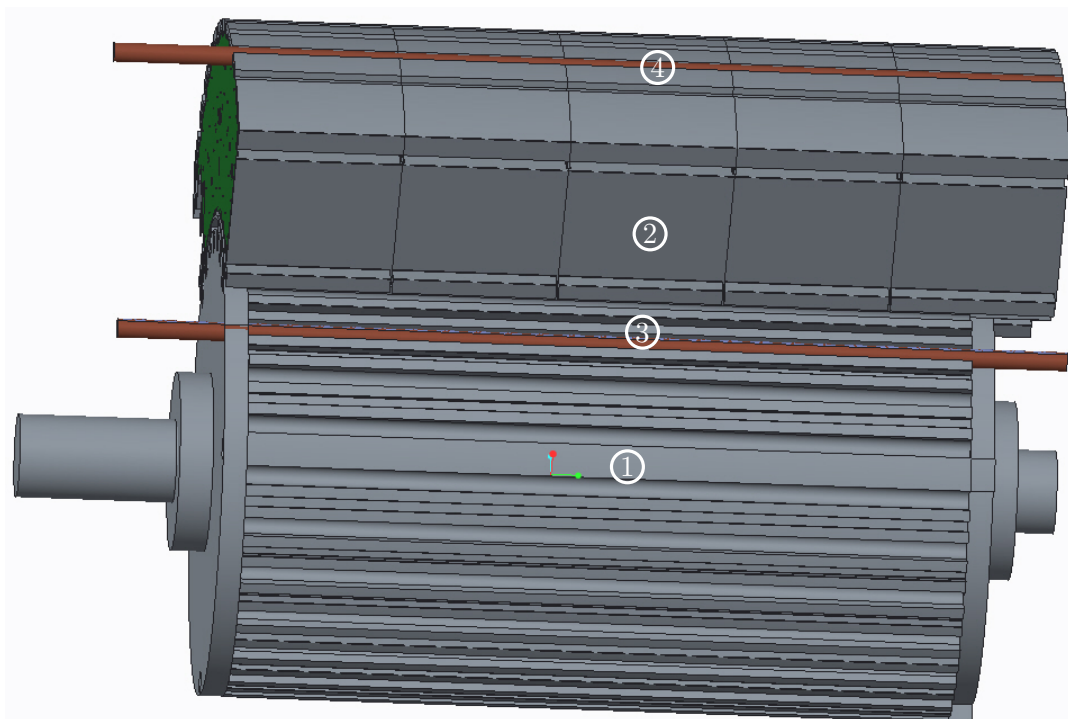


Abbildung 2.17: 3D-Darstellung der Heatpipes am Antrieb

Das Heatpipekühlsystem ist zweiteilig. Ein Teil der Heatpipes ist mit dem Motorgehäuse und dem Inverterkühlkörper verbunden. Sie kühlen die Leistungselektronik des Inverters und den Motor. Der andere Teil der Heatpipes ist mit den Batteriepaketen verbunden und kühlt die Batteriezellen. Abbildung 2.17) zeigt eine 3D-Darstellung des Motors (1) und eines Batteriepakets (2) mit zwei Heatpipes. Eine Heatpipe ist am Motor angebracht (3), die zweite am Batteriepaket (4).

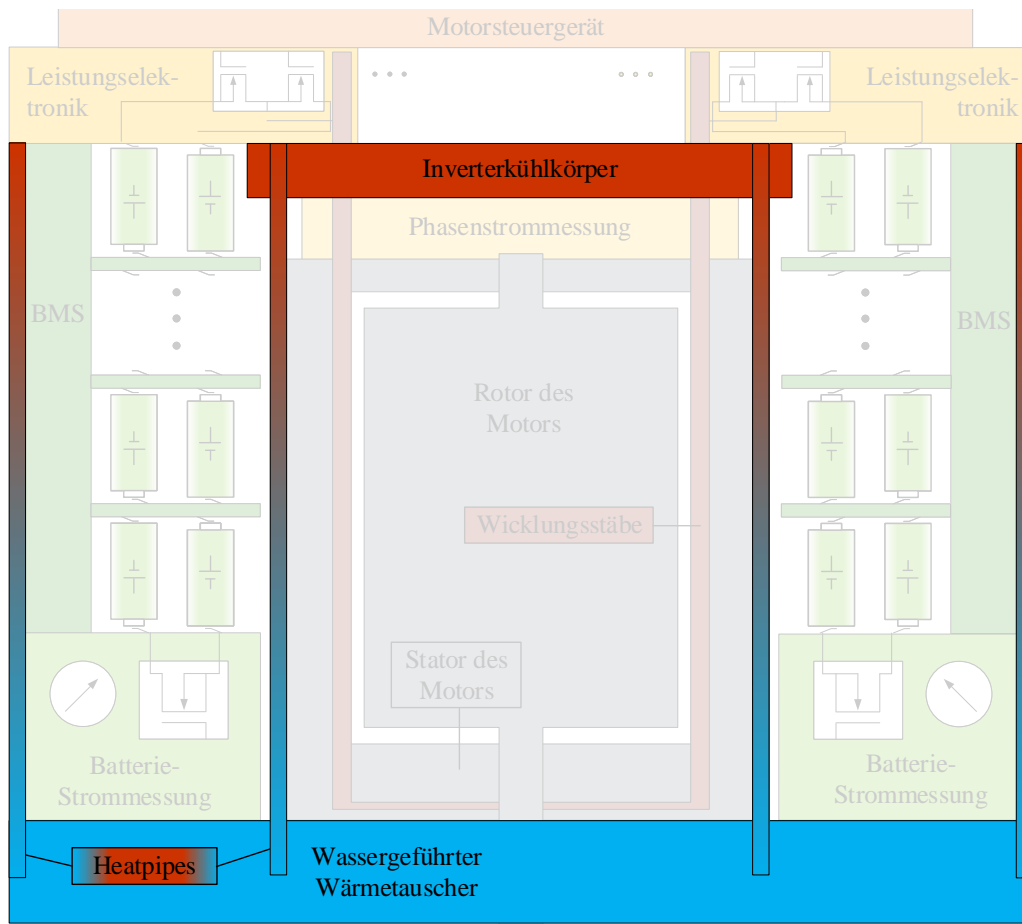


Abbildung 2.18: Übersicht Kühlung

2.5. Übersicht

In Abbildung 2.19 ist der Aufbau des „vollintegrierten Kleinspannungstraktionsantriebs“ ohne Motorsteuergerät, Heatpipes und wassergeführten Wärmetauscher dargestellt. Mittig in einem Ring aus Batteriepaketen (3) ist der Motor (1) platziert. In den Schächten der Batteriepakete liegen die Batteriemanagementsysteme (6), die in die Inverterplatinen (2) eingesteckt werden, um sie mit dem Motorsteuergerät, das über der Inverterplatine verbaut wird, zu verbinden. Durch den Kühlkörper der Inverterplatine (10) ragen die Stäbe der Käfigwicklung (9). Unterhalb des Kühlkörpers liegen der Eisenkern und die Sensorplatine für die Phasenstrommessung (11). Die Inverterplatine wird über die Stäbe geschoben und verbindet die Batteriezellen (4 und 5) mit dem Motor. Der Lagegeber (12) ragt mittig durch die Inverterplatinen und wird mit

dem Motorsteuergerät verbunden.

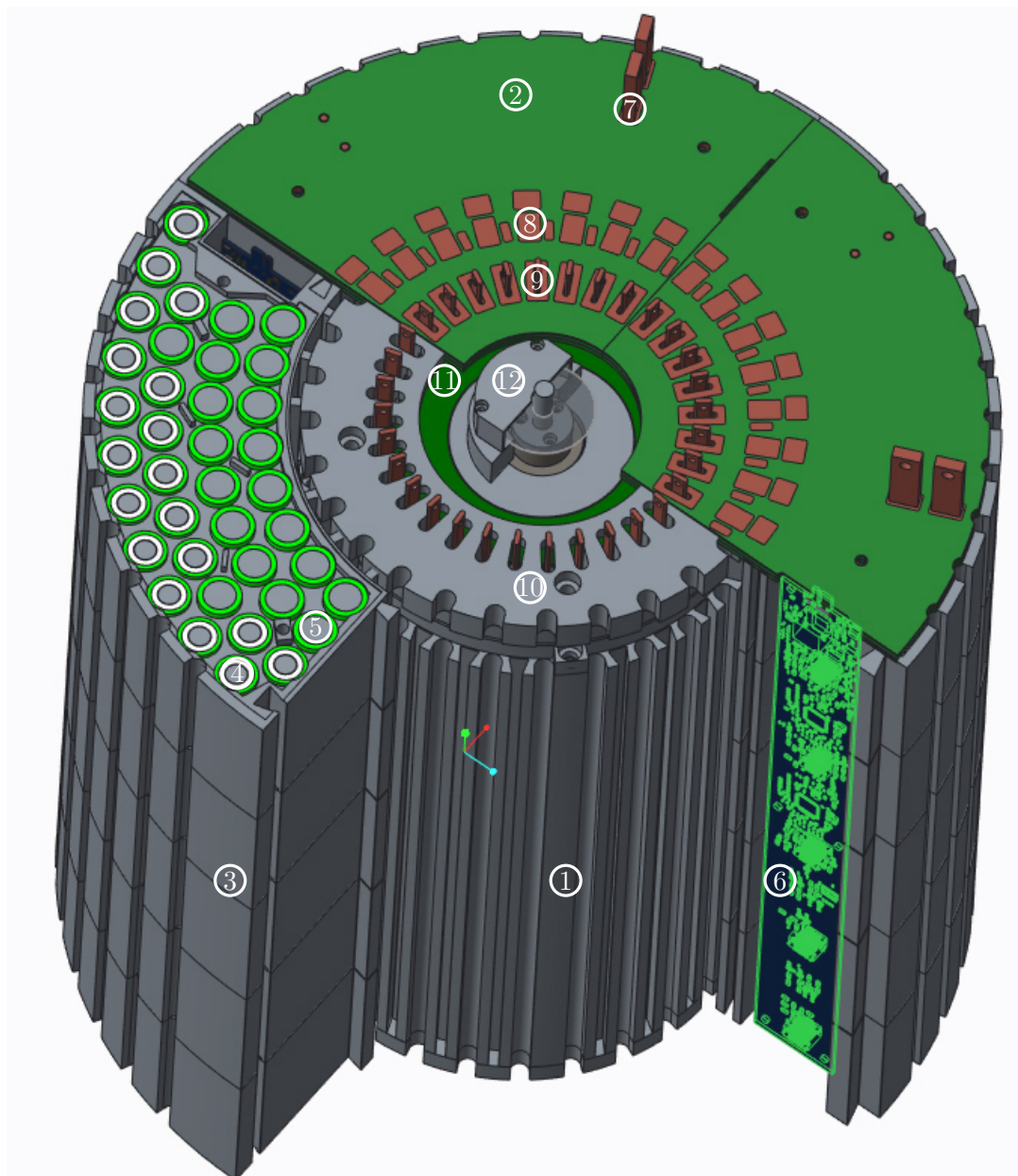


Abbildung 2.19: 3D-Darstellung des Aufbaus des Antriebs: 1. Motor, 2. Inverterplatine, 3. Batteriepaket, 4. Positiver Batteriepol, 5. Negativer Batteriepol, 6. Batteriemanagementsystem-Platine, 7. Ladeanschlüsse für das Batteriepaket, 8. Löt pads für die MOSFETs, 9. Stäbe der Motorwicklung und Anschluss pads, 10. Inverterkühlkörper, 11. Phasenstromsensorplatine 12. Lagegeber und Codescheibe

Durch eine Aufteilung des Antriebs auf vier Inverter-Batteriepakete und einen Motor mit vier Polpaaren kann der Antrieb auch mit einem Inverter-Batteriepakete betrieben werden. Dies schafft eine erhöhte Ausfallsicherheit. Ein weiterer Vorteil ist, dass nicht alle Inverter-

Batteriepakete die gleiche Leistung erbringen müssen. Sinkt die Kapazität eines Batteriepaketes, kann die Leistung dieses Batteriepakets vermindert werden, sodass trotzdem alle Batteriepakete prozentual gleich entladen werden. Die Reduktion der nutzbaren Batteriekapazität eines Batteriepaketes wirkt sich nicht auf die drei weiteren Batteriepakete aus, wie es in einer Reihenschaltung der Fall wäre.

3. Analytische Betrachtung

Die Entwicklung des Antriebs geschieht, wie in Abbildung 3.1 dargestellt, in drei Schritten unter Zuhilfenahme der analytischen Betrachtung, der Simulation und den Vermessungen. Die analytische Betrachtung dient als eine Vordimensionierung, innerhalb derer alle Gleichungssysteme voneinander abhängig sind, sodass eine komponentenübergreifende Auslegung erfolgt. Im Zentrum stehen hier die Länge, die Phasenanzahl, die Polpaarzahl und die EMK des Motors. Diese Motorparameter beeinflussen sowohl die Leistungselektronik als auch die Batterie. Ihr Zusammenspiel entscheidet letztendlich über eine stimmige und praktikable Antriebszusammensetzung.

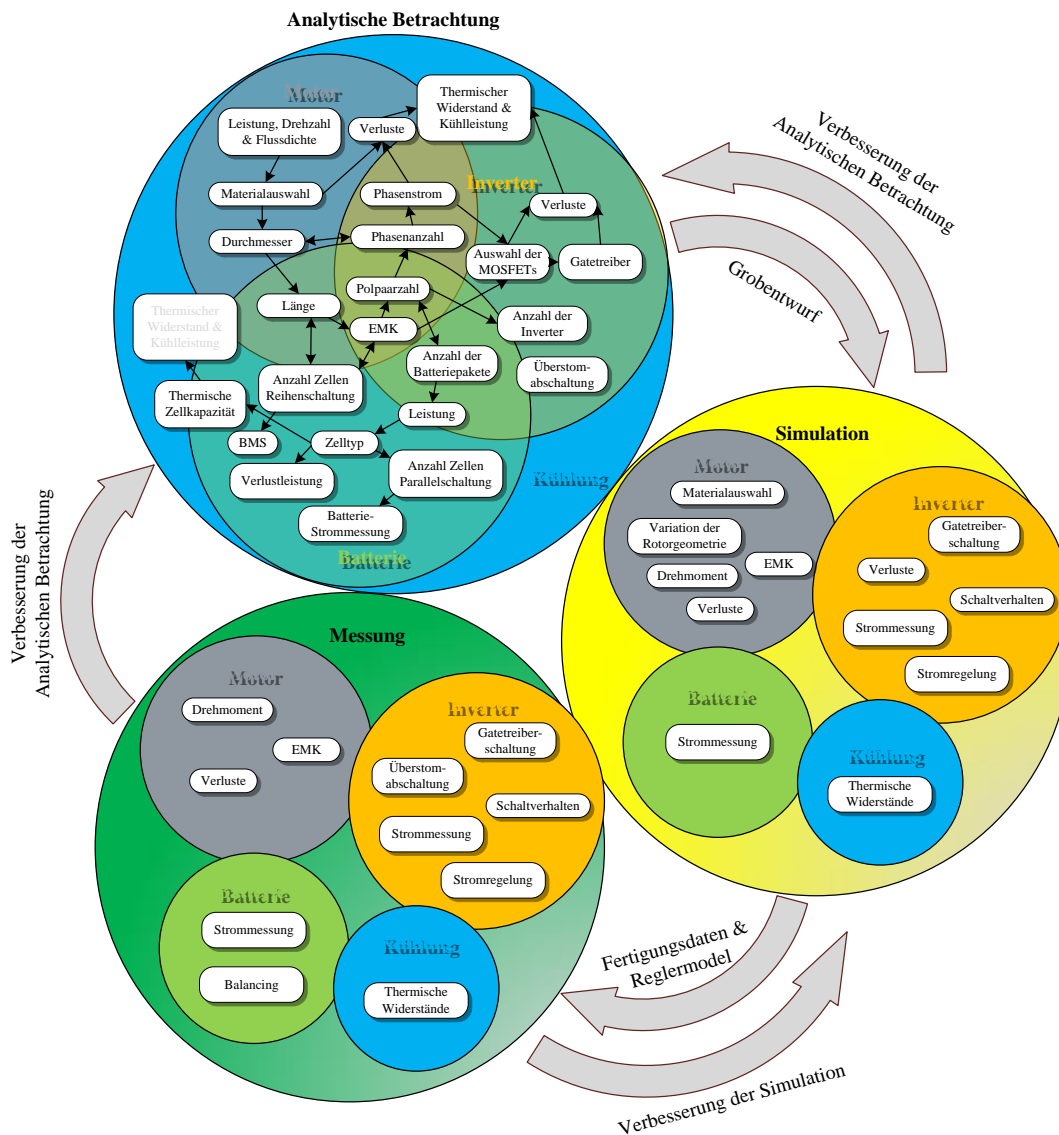


Abbildung 3.1: Entwicklungsablaufdiagramm

Die in der analytischen Betrachtung gewonnenen Daten bilden die Basis für Simulationen. Sie

sind nicht mehr zwingend miteinander verknüpft, sodass komponentenspezifische Simulationsverfahren verwendet werden.

Im Anschluss an die Simulation werden entweder Komponenten gefertigt oder bei unterschiedlichen Ergebnissen ein Schritt zurück in die analytische Betrachtung gemacht.

Die Messergebnisse der gefertigten Komponenten fließen wiederum zurück in die Simulation und die analytische Betrachtung, sodass die Genauigkeit mit jeder Entwicklungsrunde steigt. In diesem Kapitel werden zunächst die analytischen Gleichungssysteme, die während der Entwicklung gewachsen sind, vorgestellt und anschließend anhand dreier Beispiele die Vorgehensweise zur Auslegung erläutert.

3.1. Motor

Zu Beginn wird der Motortyp ausgewählt. Anschließend werden die Grundlagen, Grundbegriffe sowie die analytischen Gleichungssysteme des magnetischen Kreises für den Motortyp vorgestellt.

3.1.1. Motorentyp

Die Topologie des „vollintegrierten Kleinspannungstraktionsantriebs“ und die hierfür gewählte Wicklungsart der Käfigwicklung, lässt jede Art der Drehfeldmaschine zu. Hierzu gehören:

- Der Asynchronmotor
- Der permanenterregte Synchronmotor
- Der fremderregte Synchronmotor
- Der Synchronreluktanzmotor

Im Kapitel 2.1 wird beschrieben, wie auch die Funktion der Zahnspulenwicklung abgebildet werden kann, welche zusätzlich die Möglichkeit eröffnet den Rotor des geschalteten Reluktanzmotors zu verwenden. Wie Tabelle 3.1 aufzeigt, besitzt dieser Motortyp das Potential zu hohen Wirkungsgraden und höheren spezifischen Leistungen als der Synchronmotor und der Asynchronmotor. Da keine Seltenen Erden benötigt werden, ist dieser Motortyp kostengünstig. Um das Potential des „vollintegrierten Kleinspannungstraktionsantriebs“ hervorzuheben, wird jedoch der permanenterregte Synchronmotor als Motortyp verwendet. Er bietet das Potential zur hohen Leistungsdichte sowie eines hohen Wirkungsgrads. Beides bietet Vorteile hinsichtlich des Bauraums, des Gewichts, der Kühlung und der Reichweite.

	Synchron-Motor	Permanent-erregter Synchron-Motor	Asynchron-Motor	Geschalteter Reluktanz-Motor
Spez. Leistung [$\frac{\text{kW}}{\text{kg}}$]	0,15 – 0,25	0,3 – 0,95	0,2 – 0,55	0,2 – 0,62
Wirkungsgrad	0,87 – 0,92	0,87 – 0,94	0,89 – 0,93	0,90 – 0,97

Tabelle 3.1: Vergleich Maschinentypen [9]

Der permanenterregte Synchronmotor besitzt die höchsten Wirkungsgrade und Leistungsdichten, weil über die Permanentmagneten hohe Luftspaltflussdichten ohne zusätzliche Stromwärmeverluste erreicht werden. Die Permanentmagnete können unterschiedlich platziert werden: Auf der Oberfläche des Rotors montiert, liegen sie im Luftspalt. Die Luftspaltflussdichte erreicht in diesem Fall maximal die Kurzschlussflussdichte des Magnetmaterials. Werden die Magnete zum Beispiel in der Speichen- oder der V-Anordnung, wie in Abbildung 3.2 dargestellt, innerhalb des Rotors angeordnet, können höhere Luftspaltflussdichten erreicht werden. Dies liegt daran, dass die Summe der flussgenerierenden Magnetbreiten B_m , pro Pol nun länger sein können als die Polteilung τ_p .

Um dies zu bewerten wird der Flusskonzentrationsfaktor k_M eingeführt, der der Summe der flussgenerierenden Magnetbreiten b_m pro Pol, pro Polteilung τ_p entspricht. Bei Oberflächenmagneten kann die Magnetbreite b_M je Pol maximal der Breite der Polteilung τ_p entsprechen. Der Flusskonzentrationsfaktor k_M kann daher maximal $k_M = 1$ erreichen.

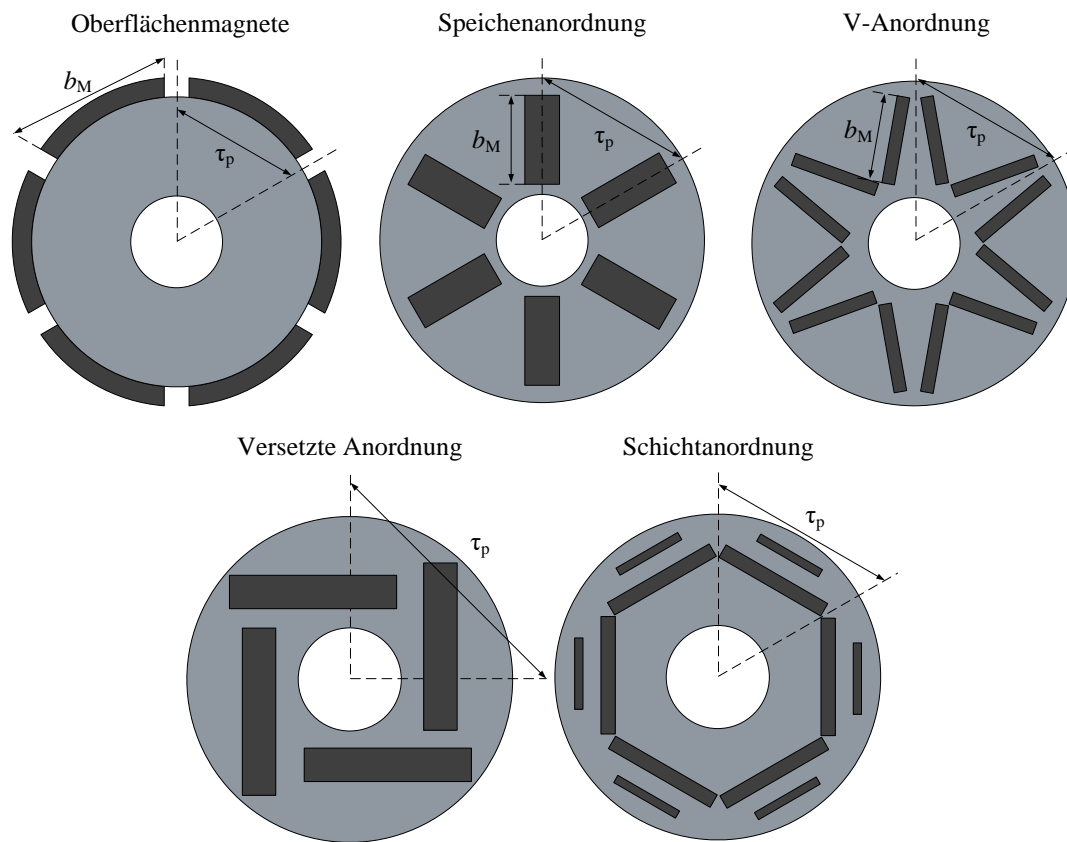


Abbildung 3.2: Rotortypen, Magnetbreiten und Polteilung

Sowohl bei einer Speichenanordnung als auch bei V-Anordnung sind zwei Magnetbreiten an der Bildung des magnetischen Flusses im Luftspalt je Polteilung beteiligt ($\frac{2 \cdot b_M}{\tau_p}$). Für einen Rotor mit Magneten in einer Speichen- oder der V-Anordnung gilt näherungsweise $b_M = \frac{d_{ra} - d_{ri}}{2}$. Diese ergibt einen Polbedeckungsfaktor für eine Speichenanordnung oder eine V-Anordnung nach Gleichung 3.1.

$$k_M = \frac{2b_M}{\tau_p} = \frac{d_{ra} - d_{ri}}{\frac{d_{ra} \cdot \pi}{2p}} = \frac{2p}{\pi} \cdot \left(1 - \frac{d_{ri}}{d_{ra}}\right) \quad (3.1)$$

Flusskonzentrationsfaktor Speichenanordnung [12]

Für eine Maschine mit einem Rotoraußendurchmesser $d_{ra} = 118$ mm, einem Rotorinnendurchmesser $d_{ri} = 56$ mm und einer Polpaarzahl $p = 4$ resultiert ein Flusskonzentrationsfaktor $k_M = 1,33$. Das bedeutet, dass die Flussdichte um 33 % im Vergleich zu einem Oberflächenmagnetrotor angehoben werden kann. Somit kann das Drehmoment durch die Lorentzkraft bei gleichem Strom ebenfalls um 33 % anwachsen.

Eine Reluktanzkraft entsteht, sobald der magnetische Fluss des Stators oder Rotors unterschiedliche magnetische Widerstände entlang des Luftspalts durchläuft. Dies geschieht mit dem Rotorfluss an einer Nut und erzeugt die Nutharmonischen oder Rastkräfte. Durchläuft der Statorfluss unterschiedliche magnetische Widerstände in der d -Achse und der q -Achse des Rotors, kann dieses zur Drehmomentbildung mit der magnetischen Grundwelle führen. Diese wird bei Reluktanz oder Synchronhybridmotoren genutzt.

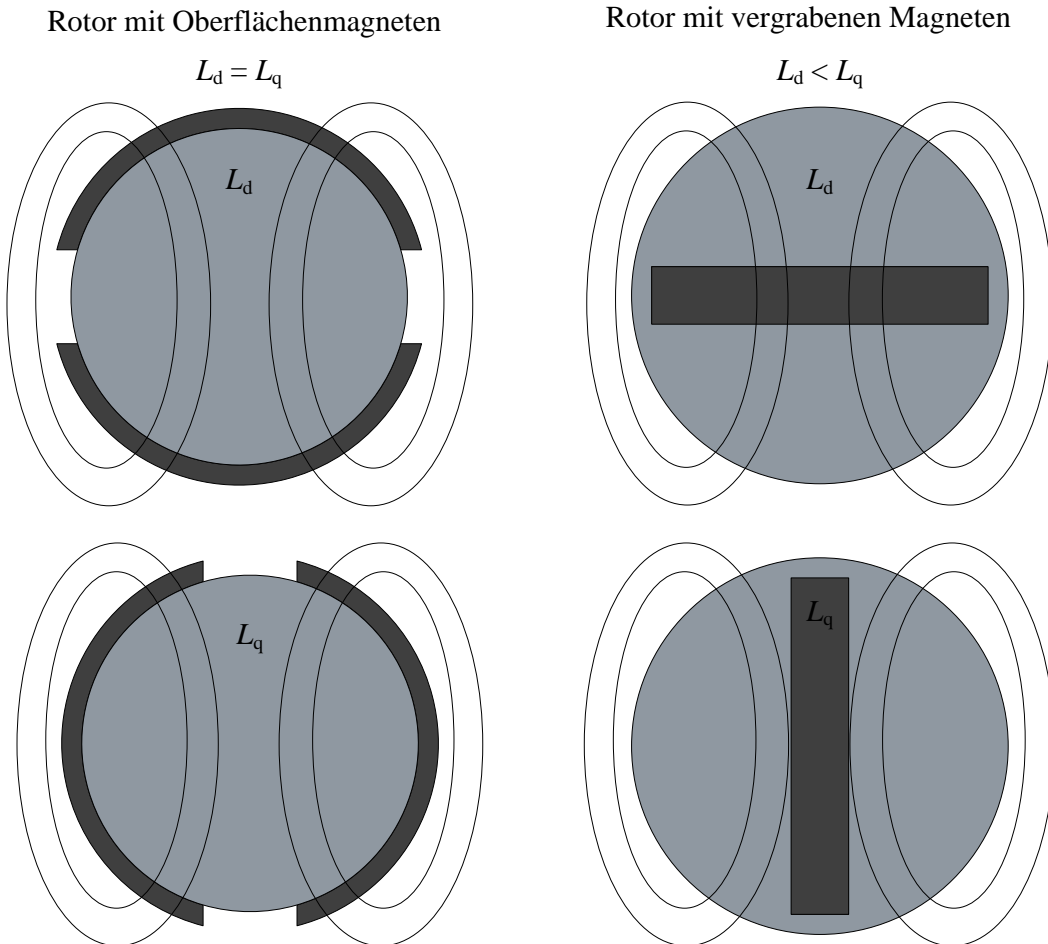


Abbildung 3.3: Rotoren d-q-Induktivität

Ein unterschiedlicher magnetischer Widerstand in d - und in q -Richtung ist gleichbedeutend mit einer Differenz zwischen L_d und L_q . Abbildung 3.3 zeigt den Weg des äußeren Statormagnetfelds durch einen Oberflächenmagnetrotor links und einen Rotor mit vergrabenen Magneten rechts. Das Magnetmaterial Neodym-Eisen-Bor (NdFeB) besitzt eine Permeabilität nahe μ_0 und kann einem Luftspalt gleichgesetzt werden. Die Luftspalte δ des Oberflächenmagnetrotors in d -Richtung und in q -Richtung sind identisch und ergeben keine Differenz zwischen L_d und L_q . Beim Rotor mit vergrabenen Magneten ist dies anders. Durch den zusätzlichen „Luftspalt“, dem der Magnet innerhalb des Rotors gleichzusetzen ist, durchläuft der Fluss des Statormagnetfelds in d -Richtung in Summe, einen größeren Luftspalt als in q -Richtung und führt zum Verhältnis $L_d < L_q$. Die Nulldurchgänge der Reluktanzkraft liegen bei den Polradwinkeln $\phi = 0^\circ$ und $\phi = 90^\circ$. Die Lorentzkraft dagegen besitzt bei $\phi = 90^\circ$ ihr Maximum und bei $\phi = 0^\circ$ ihr Minimum. Im Betrieb an einem Pulswechselrichter, der einen reinen q -Strom ($\phi = 90^\circ$) zur Drehmomentbildung einprägt, ist die Reluktanzkraft null und kann daher beim Betrieb ohne d -Anteile vernachlässigt werden.

3.1.2. Ideelle Eisenlänge

Die Länge des Statoreisenpakets wird als Brutto-Eisenlänge l_{Fe} bezeichnet (siehe Abbildung 3.4).

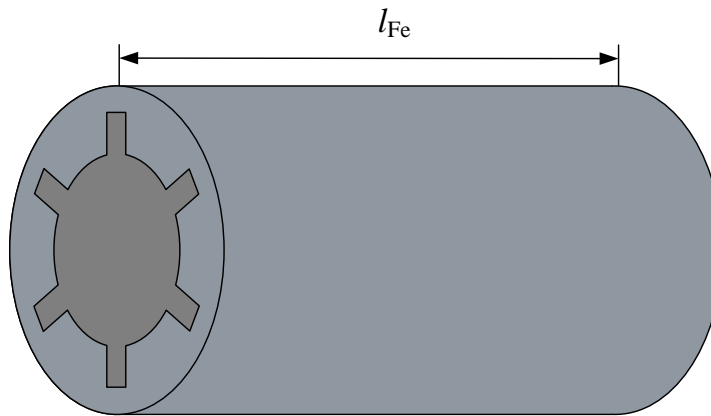


Abbildung 3.4: Brutto-Eisenlänge

Die ideelle Eisenlänge l_e beschreibt die von der Brutto-Eisenlänge magnetisch nutzbare Eisenlänge. Ein Beispiel wodurch die ideelle Eisenlänge reduziert wird, ist die Blechung des Motors. Besteht der Motor aus 0,5 mm Blechen, die sich aus 480 μm Eisen und einer 20 μm Lackschicht zusammensetzen, ergibt dies einen Stapelfaktor von: $k_{st} = \frac{480}{500} = 0,96$. Die ideelle Eisenlänge ergibt sich so aus der Brutto-Eisenlänge l_{Fe} multipliziert mit dem Stapelfaktor k_{st} zur Gleichung 3.2 (Wertebestimmung in B.1.1).

$$l_e = l_{Fe} \cdot k_{st} \quad (3.2)$$

Ideelle Eisenlänge

3.1.3. Polteilung und Nutteilung

Die Polteilung τ_p ist die Länge eines Pols auf dem Innendurchmesser des Stators d_{si} und wird durch Gleichung 3.3 bestimmt (Wertebestimmung in B.1.2).

$$\tau_p = \frac{d_{si} \cdot \pi}{2p} \quad (3.3)$$

Polteilung[12]

Die Nutteilung τ_Q ist die Summe der Breite eines Zahns und der einer Nut auf dem Innendurchmesser des Stators und wird durch Gleichung 3.4 aus dem Innendurchmesser des Stators d_{si} und der Nutzahl Q bestimmt.

$$\tau_Q = \frac{d_{si} \cdot \pi}{Q} \quad (3.4)$$

Nutteilung

In Abbildung 3.5 rechts dargestellt, ist die lineare Ansicht eines dreiphasigen Motors mit einem Polpaar, sie verdeutlicht die Pol- und die Nutteilung. Die lineare Ansicht stellt den Motor abgerollt dar und vereinfacht die Darstellung von Feldverläufen und Wicklungsschemata.

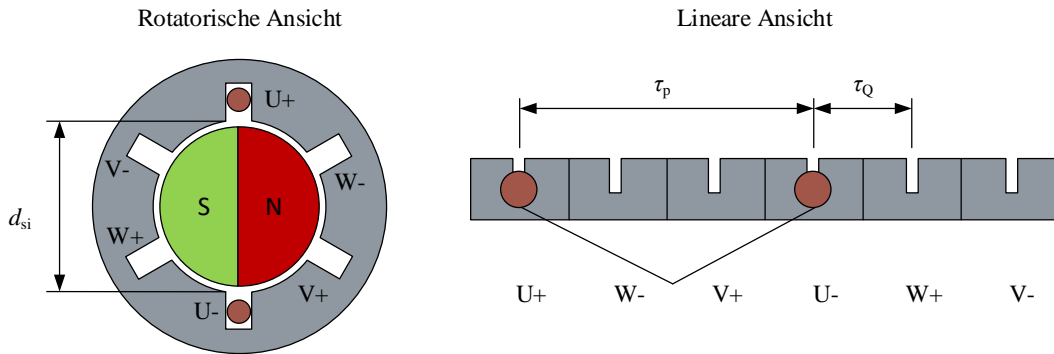


Abbildung 3.5: Pol- und Nutteilung

3.1.4. Polbedeckung

Die ideale oder äquivalente Polbedeckung α_e ist die Breite des Rotormagnetfelds eines Pols, im Verhältnis zur Polteilung τ_p (siehe Abbildung 3.6). Bei einem Synchronmotor mit Oberflächenmagneten (Kapitel 3.1.1) liegen die Magnete im Luftspalt, daher gilt: Die Polbedeckung ist gleich der Breite der Magnete b_M zur Polteilung τ_p (Gleichung 3.5).

$$\alpha_e = \frac{b_M}{\tau_p} \quad (3.5)$$

Polbedeckung Oberflächenmagnete

Für Rotoren mit v-förmig eingebetteten Magneten wird die Öffnungsweite des Vs der Magnete τ_M (siehe Abbildung 3.6) zur Bestimmung der ideellen Polbedeckung α_e herangezogen. Es ergibt sich die Gleichung 3.6.

$$\alpha_e = \frac{\tau_M}{\tau_p} \quad (3.6)$$

Polbedeckung V-Magnete

Die Fourierzerlegung eines Rechtecks der Polbedeckung $\alpha_e = 0,85$ ergibt, dass die Grundwelle um 3 %, während die unerwünschte 5. und 7. Harmonische um 60 % und 80 % gedämpft werden [12]. Eine ideelle Polbedeckung $\alpha_e = 0,85$ wird daher angestrebt.

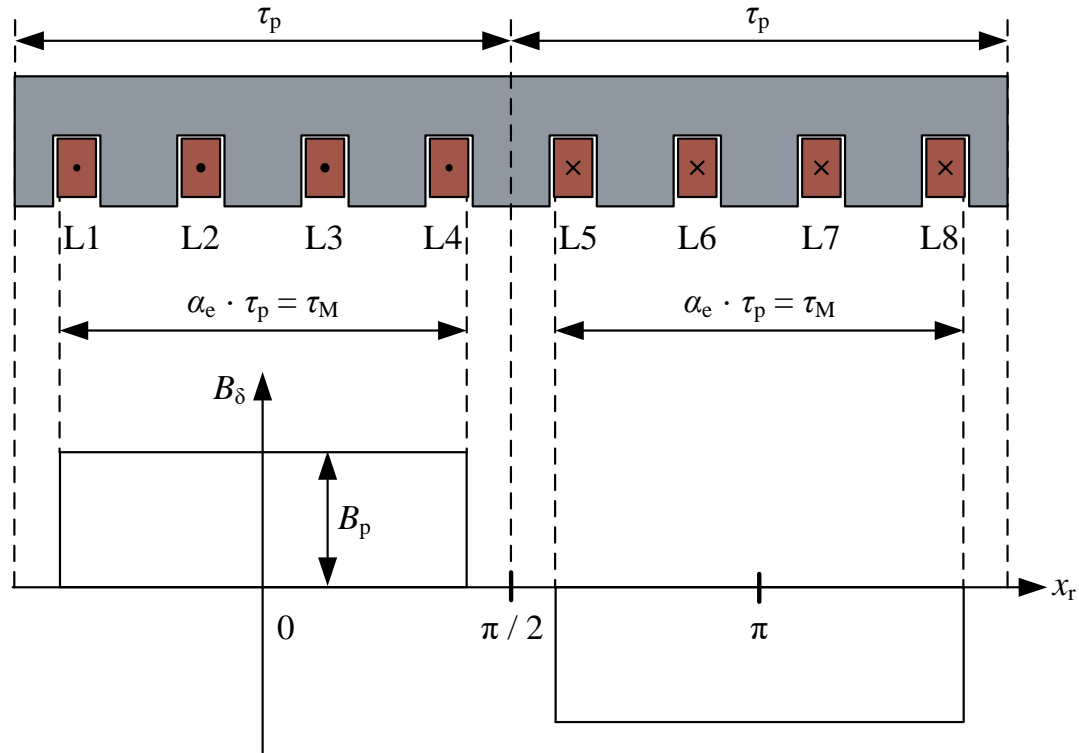


Abbildung 3.6: Polbedeckung

3.1.5. Luftspaltflussdichte

Wie in Kapitel 3.1.4 beschrieben, wird eine durch die Rotormagnete verursachte rechteckförmige Flussdichteverteilung im Luftspalt angenommen. Sie kann durch eine Fourierreihe dargestellt werden, deren Oberwellenordnungszahlen $\nu = 1, 2, 3, 4, \dots$ aufgrund der Abszissensymmetrie der Nord- und Südpolder (siehe Abbildung 3.6) auf die ungeraden Anteile der Oberwellenordnungszahlen $\mu = 1, 3, 5, 7, \dots$ beschränkt sind. Über die Gleichung 3.8 werden die Amplituden der harmonischen Luftspaltflussdichtewellen $\hat{B}_{\delta, \mu}$ aus der Amplitude der rechteckförmigen Flussdichteverteilung B_p bestimmt (Lösungsweg A.1). Gleichung 3.7 beschreibt die Luftspaltflussdichte $B_\delta(x_r)$ abhängig von der Rotorumfangskoordinate x_r (siehe Abbildung 3.6).

$$B_{\delta}(x_r) = \sum_{\mu=1}^{\infty} \hat{B}_{\delta,\mu} \cdot \cos(\mu \cdot \pi \cdot \frac{x_r}{\tau_p}), \mu = 1, 3, 5, 7 \dots \quad (3.7)$$

Luftspaltflussdichte aus Harmonischen [12]

$$\hat{B}_{\delta,\mu} = \frac{4 \cdot B_p}{\pi \cdot \mu} \cdot \sin(\mu \cdot \alpha_e \cdot \frac{\pi}{2}) \quad (3.8)$$

Amplitude der Harmonischen [12]

Die erste harmonische läufererregte Luftspaltflussdichtewelle $B_{\delta,1}$ wird auch läufererregte Luftspaltflussdichtegrundwelle genannt und wird zum Beispiel zur Bestimmung des Drehmoments genutzt. Der Formfaktor $k_{\sin, \text{rect}}$ bildet den Zusammenhang zwischen Amplituden der Grundwelle $\hat{B}_{\delta,1}$ und der rechteckförmigen Luftspaltflussdichte B_p mit $B_p = k_{\sin, \text{rect}} \cdot \hat{B}_{\delta,1}$.

$$k_{\sin, \text{rect}} = \frac{\pi}{4 \cdot \sin(\alpha_e \cdot \frac{\pi}{2})} \quad (3.9)$$

Formfaktor Grundwelle Rechteck

Aus dem Polbedeckungsfaktor $\alpha_e = 0,85$ wird der Formfaktor $k_{\sin, \text{rect}} = 0,808$ bestimmt.

3.1.6. Schrägung

Wie im Kapitel 3.1.1 beschrieben, entstehen durch die Nuten des Stators unterschiedliche Reluktanzen entlang der Statorbohrung, die zu Rastmomenten führen. Zur Reduktion der Rastmomente kann der Stator oder Rotor um die Schrägungsbreite b_{sk} geschrägt werden. Wird der Stator oder Rotor kontinuierlich um eine Nutteilung $b_{sk} = \tau_Q$ geschrägt (siehe Abbildung 3.7), mitteln sich die Reluktanzen und die Nutrastkräfte werden vollständig aufgehoben.

Fertigungstechnisch ist die Implementierung einer gestaffelten Schrägung mit K Schritten des Rotors ein geringerer Aufwand als die kontinuierliche Schrägung. Der Rotor wird hierzu in l_{Fe}/K lange Abschnitte unterteilt und z.B. mittels einer um den Staffelschlagwinkel $\frac{\alpha_{sk}}{K}$ versetzten Nut, über die Feder der Welle zentriert, montiert. Die induzierte Dachspannung der Stäbe $\hat{U}_{St,i}$ bleibt bei einer Schrägung um eine Nutteilung unverändert, die Form jedoch verändert sich von rechteckförmig zu einer in K Stufen unterteilte Trapezform. Diese hat eine Änderung der Amplituden der harmonischen Spannungen zur Folge, die über den Staffelschlagungsfaktor $k_{K,\mu}$ bestimmt werden können.

$$k_{K,\mu} = \frac{\sin\left(K \cdot \frac{\mu \cdot \pi \cdot b_{sk}}{2 \cdot K \cdot \tau_p}\right)}{K \cdot \sin\left(\frac{\mu \cdot \pi \cdot b_{sk}}{2 \cdot K \cdot \tau_p}\right)} \quad (3.10)$$

Staffelschlagungsfaktor [12]

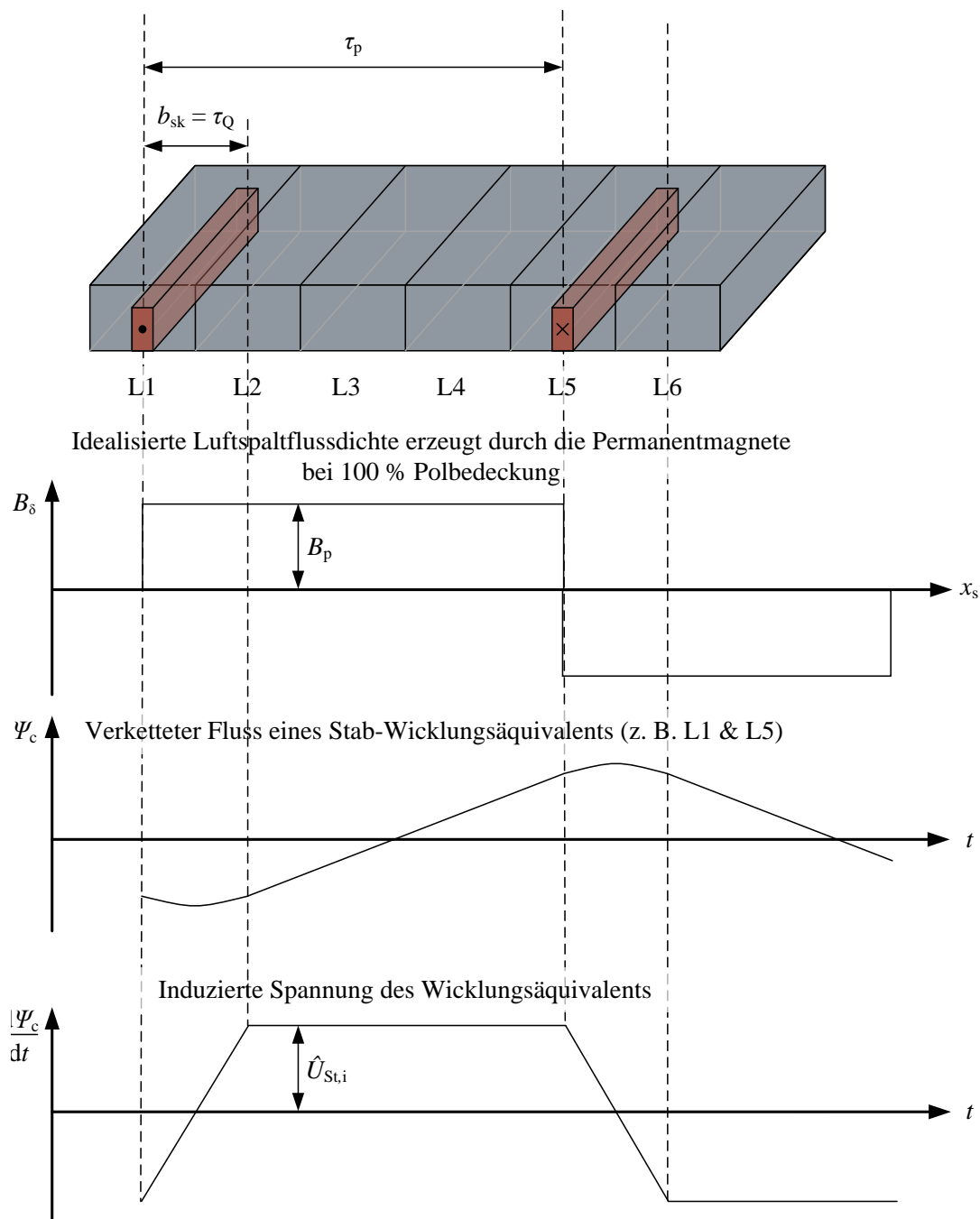


Abbildung 3.7: Schrägung

3.1.7. Induzierte Spannung

Die induzierte Spannung U_i eines Synchronmotors wird auch Polradspannung oder EMK (elektromagnetische Kraft) genannt. Sie wird bei der Synchronmaschine durch das Rotormagnetfeld, das bei Rotation ein Wechselfeld in die Statorwicklung einprägt, induziert. Diese Rotorfeldwelle muss nicht der Sinusform entsprechen, sondern ist zum Beispiel bei Oberflä-

chenmagneten der Rechteckform angenähert. Beim Implementieren einer Schrägung ergibt diese eine trapezförmige induzierte Spannung. Sie ist zerlegbar in ihre harmonischen Spannungen $U_{i,\mu}$. Deren Amplituden sind abhängig von der Frequenz des Wechselfeldes f , der Fläche, die von der Leiterschleife aufgespannt wird $\tau_p \cdot l_e$, der Windungszahl je Stang der Ständerwicklung N_s , den harmonischen Anteilen der Flussdichte $\hat{B}_{\delta\mu}$ und dem Wicklungsfaktor $k_{ws,\mu}$. Dies resultiert in Gleichung 3.11.

$$U_{i,\mu} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot N_s \cdot k_{ws,\mu} \cdot \frac{2}{\pi} \frac{\tau_p}{\nu} \cdot l_e \cdot \hat{B}_{\delta\mu}, \mu = 1, 3, 5, 7 \dots \quad (3.11)$$

Induzierte harmonische effektive Spannung [12]

Der Wicklungsfaktor $k_{ws,\mu}$ berücksichtigt die Spannungsreduktion, die durch das Verteilen einer Wicklung auf mehrere Nuten, das Schrägen und das Sehnen einer Wicklung entsteht. Bei einer Käfigwicklung besteht lediglich die Möglichkeit der Schrägung, so wird der Wicklungsfaktor $k_{ws,\mu}$ zu $k_{K,\mu}$. Die Windungszahl N_s wird zu eins gesetzt.

Da nur gerade Stabanzahlen zu einem Wicklungsäquivalent führen, wird die Wicklungsspannung $U_{i,\mu}$ durch zwei geteilt und die Stabspannung $U_{St,i,\mu}$ ergibt sich zu:

$$U_{St,i,\mu} = \sqrt{2} \cdot f \cdot k_{K,\mu} \cdot \frac{\tau_p}{\mu} \cdot l_e \cdot \hat{B}_{\delta\mu} \quad (3.12)$$

Induzierte harmonische effektive Stabspannung

3.1.8. Mechanische Leistung

Die mechanische Leistung wird über das Drehmoment M und die Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$ bestimmt und ergibt Gleichung 3.13.

$$P_m = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot M \quad (3.13)$$

Mechanische Leistung

3.1.9. Drehmoment

Das elektromagnetische Drehmoment M_e eines Elektromotors, dessen Drehmomentbildung auf der Lorentzkraft beruht, kann durch die Grundwellen des Strombelages \hat{A}_1 und der Luftspaltflussdichtegrundwelle $\hat{B}_{\delta,1}$, sowie dem Bohrungsvolumen $\frac{d_{si}^2 \cdot \pi}{4} \cdot l_e$, bestehend aus Statorinnendurchmesser d_{si} und ideeller Eisenlänge l_e , bestimmt werden.

$$M_e = \frac{d_{si}^2 \cdot \pi}{4} \cdot l_e \cdot \hat{A}_1 \cdot \hat{B}_{\delta,1} \cdot \cos(\phi_1) \quad (3.14)$$

Elektromagnetisches Drehmoment aus den Grundwellen [12]

Wird eine gestaffelte Schrägung implementiert, wird das Drehmoment um den Schrägungsfaktor der Grundwelle $k_{k,1}$ reduziert.

$$M_e = \frac{d_{si}^2 \cdot \pi}{4} \cdot l_e \cdot \hat{A}_1 \cdot \hat{B}_{\delta,1} \cdot k_{k,1} \cdot \cos(\phi_1) \quad (3.15)$$

Elektromagnetisches Drehmoment aus den Grundwellen und gestaffelter Schrägung

3.1.10. Strombelag

Der Strombelag ist die Summe aller Ströme, der in den Nuten liegenden Leiter, verteilt auf den Umfang des Statorinnendurchmessers und wird für Maschinen mit konventionellen Wicklungen nach 3.16 bestimmt.

$$A = \frac{2 \cdot m \cdot N \cdot I}{2p \cdot \tau_p} \quad (3.16)$$

Effektivwert des Strombelags [12]

Durch die Käfigwicklung reduziert sich Gleichung 3.16 auf Gleichung 3.17, indem die Windungszahl N und der Faktor zwei der Strangzahl m berücksichtigt werden. Die vorherige Strangzahl ist nun die Phasen- beziehungsweise die Stabanzahl m .

$$A = \frac{I \cdot m}{2p \cdot \tau_p} \quad (3.17)$$

Effektivwert des Strombelags der Käfigwicklung

3.1.11. Induktivität

Die Induktivitäten des Motors werden mithilfe der Geometrien des Luftspalts und der Magnete des Rotors in einer Näherung bestimmt. Hierzu wird der magnetische Kreis äquivalent zu einer elektrischen Schaltung betrachtet, in der die Luftspalte und Magnete den Induktivitäten entsprechen und das Blech die ideale Leitungsverbindung ist.

Die Induktivität eines Luftspalts oder Magnets wird über die durchflutete Fläche A , die Weglänge l und die Permeabilität der Luft μ_0 bestimmt ($L = \mu_0 \cdot \frac{A}{l}$). Werden zwei Luftspalte unterschiedlicher Geometrien parallel durchflutet, werden sie addiert ($L = \mu_0 \cdot (\frac{A_1}{l_1} + \frac{A_2}{l_2})$). Liegen sie in Reihe, werden die Kehrwerte addiert und davon der Kehrwert genommen ($L = \mu_0 \cdot (\frac{l_1}{A_1} + \frac{l_2}{A_2})^{-1}$).

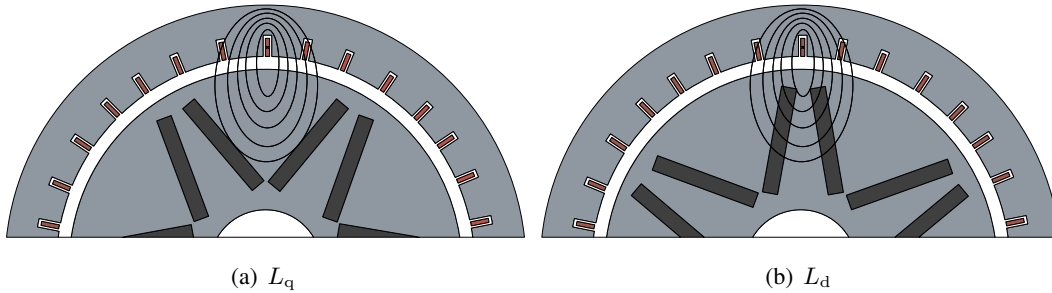


Abbildung 3.8: Induktivität

Abbildung 3.8(a) zeigt schematisch den Stator, bei dem der mit Ovalen umringte Stab, in q-Richtung zum Rotor mit v-förmig eingebetteten Magneten steht. Die Ovale skizzieren die magnetischen Feldlinien, die durch einen Strom im Stab resultieren. Durchlaufen die Feldlinien einen breiteren Bereich des Luftspalts als die Magnetöffnungsweite τ_M , werden zusätzlich zum Luftspalt vier weitere Magnethöhen h_M durchlaufen. Es wird angenommen, dass der Anteil des magnetischen Flusses im Bereich außerhalb der v-förmig eingebetteten Magnete wesentlich kleiner als der Fluss innerhalb der Magnete ist und wird daher vernachlässigt.

Der Luftspalt zwischen Stator und Rotor δ wird von den Feldlinien doppelt durchlaufen und daher zur Bestimmung der Induktivität zweimal berücksichtigt. Der virtuelle Leiterquerschnitt hat die Breite der halben Polteilung τ_p multipliziert mit der ideellen Polbedeckung α_e und die Tiefe der ideellen Eisenlänge l_e . Hieraus resultiert die Gleichung 3.18.

$$L_q = \mu_0 \cdot \frac{\alpha_e \cdot \tau_p \cdot l_e}{4\delta} \quad (3.18)$$

Induktivität eines Stabes in q-Richtung

Abbildung 3.8(b) zeigt den Stator mit einem schwarz markierten Stab, der in d-Richtung zum Rotor steht. Zur angenäherten Bestimmung dieser Induktivität wird der Motor in drei Induktivitätsgebiete aufgeteilt:

Das Erste wird durch den inneren Ring der Feldlinien angedeutet und liegt zwischen den Magneten der Pole. Der magnetische Fluss durchquert hier zweimal den Luftspalt zwischen Stator und Rotor δ . Näherungsweise wird zur Bestimmung der Länge, auf der der Luftspalt durchflossen wird, die Magnetöffnungsweite abgezogen $((1 - \alpha_e) \cdot \tau_p)$. Zusammen mit der ideellen Eisenlänge l_e ergibt dies den ersten Teil der Gleichung 3.19.

Das zweite Gebiet wird durch alle weiteren eingezeichneten Feldlinien angedeutet und liegt innerhalb der dem Stab gegenüberliegenden zwei Pole. Der magnetische Fluss durchläuft hier zweifach den Luftspalt δ sowie zwei Magnete. Der Luftspalt wird auf der Länge $(\tau_p \cdot \alpha_e)$ durchflossen. Dies bildet den zweiten Teil der Gleichung. Die Magnete werden über die Länge h_M durchflossen und bilden den dritten Teil der Gleichung.

Das dritte Gebiet, außerhalb der Magnete eines Polpaars wird, aufgrund der vier zusätzlichen Magnetbreiten, die durchflossen werden müssen, vernachlässigt.

$$L_d = \mu_0 \cdot \left(\frac{(1 - \alpha_e) \cdot \tau_p \cdot l_e}{2 \cdot \delta} + \left(\frac{2 \cdot \delta}{\alpha_e \cdot \tau_p \cdot l_e} + \frac{2 \cdot h_M}{b_M \cdot l_e} \right)^{-1} \right) \quad (3.19)$$

Induktivität eines Stabes in q-Richtung

3.1.12. Stator Flussdichten

Während der Variation der Motorgeometrien werden die maximal zu erwartenden Flussdichten im Stator bestimmt. Diese werden wiederum genutzt, um die Eisenverluste annähernd zu bestimmen und Sättigungen zu vermeiden. Die Punkte der höchsten Flussdichte sind Engstellen innerhalb des Stators. Diese befinden sich im Zahnbereich am Innendurchmesser sowie im Joch hinter der Nut. Die Flüsse innerhalb der Maschine besitzen zwei Quellen: Der rotorerrgte Fluss der Permanentmagnete ϕ_{PM} und der statorerrgte Fluss des Statorstroms ϕ_e . Zur Bestimmung der Flussdichten wird das Superpositionsverfahren angewandt. Wird das Feld in d-Richtung eingeprägt, ist die Dachflussdichten des Statorzahns \hat{B}_Z die Summen der statorerregter und rotorerregter Flussdichte (siehe Gleichungen 3.20). Im drehmomentbildenden Betrieb liegen die Amplituden der Luftspaltflussdichten des Stators und des Rotors um 90° versetzt zueinander, daher ist lediglich eine der beiden Quellen für die maximale Jochflussdichte \hat{B}_J verantwortlich (siehe Gleichungen 3.21).

$$\hat{B}_Z = \hat{B}_{s,Z} + \hat{B}_{r,Z} \quad (3.20)$$

Dachflussdichte des Statorzahns

$$\hat{B}_J = \hat{B}_{s,J}(\hat{B}_{s,J} > \hat{B}_{r,J}) \vee \hat{B}_{r,J}(\hat{B}_{s,J} < \hat{B}_{r,J}) \quad (3.21)$$

Dachflussdichte des Statorjoch

Die durch die Rotormagnete erregte Luftspaltflussdichte wird als Rechteckform angenommen. Das untere Diagramm der Abbildung 3.9 zeigt schematisch den Flussdichteverlauf entlang des Luftspalts über ein Polpaar mit der Flussdichte B_p (Gleichung B.5). Zur Bestimmung der rotor-erregten Statorzahnflussdichte $\hat{B}_{r,z}$ wird das Verhältnis zwischen dem Statorinnendurchmesser und der Summe der Zahnbreiten genutzt.

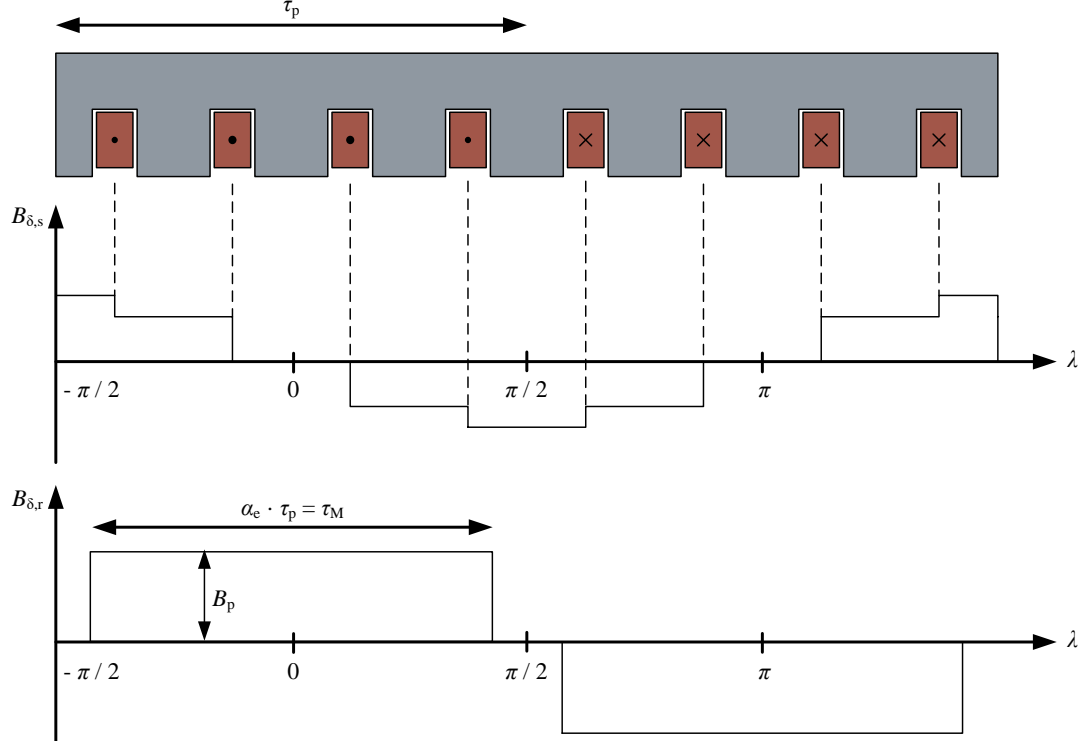


Abbildung 3.9: Luftspaltflussdichte, oben: Statorstrom, unten: Permanentmagnetrotor

Die Flussdichte B_p des Rotors, wird mit dem Rotorumfang multipliziert ($B_p \cdot d_{ra} \cdot \pi$) und diese durch den Statorumfang abzüglich der Nutbreiten dividiert ($d_{si} \cdot \pi - Q \cdot b_Q$). Wird nun die Luftspaltflussdichtegrundwelle B_p durch $B_p = k_{\sin, \text{rect}} \cdot \hat{B}_{\delta,1}$ ersetzt, resultiert Gleichung 3.22.

$$\hat{B}_{r,z} = \hat{B}_{\delta,1} \cdot k_{\sin, \text{rect}} \cdot \frac{d_{ra} \cdot \pi}{d_{si} \cdot \pi - Q \cdot b_Q} \quad (3.22)$$

Rotorerregte Dachflussdichte des Statorzahns

Das Joch des Stators führt den Fluss zwischen den Polen. Um die maximale Flussdichte im Joch zu bestimmen, wird der Fluss pro Pol anhand der Flussdichte B_p , des Polbedeckungsfaktors α_e und der Fläche eines Statorpols ermittelt ($\phi_{r,p} = B_p \cdot \alpha_e \cdot \frac{d_{ra} \cdot \pi \cdot l_e}{2p}$). Die Flusslinien schließen sich sowohl im Uhrzeigersinn als auch gegen den Uhrzeigersinn durch die Engstelle des Statorjochs. Dies führt dazu, dass der Fluss durch die doppelte Querschnittsfläche des Jochs ($2 \cdot A_J = 2 \cdot l_e \cdot (\frac{d_{sa} - d_{si}}{2} - h_Q)$) aufgeteilt wird, was in Gleichung 3.23 dargestellt wird.

$$\hat{B}_{r,J} = \hat{B}_{\delta 1} \cdot k_{\sin, \text{rect}} \cdot \alpha_e \cdot \frac{d_{ra} \cdot \pi}{4p \cdot \left(\frac{d_{sa} - d_{si}}{2} - h_Q \right)} \quad (3.23)$$

Rotorerregte Dachflussdichte des Statorjochs

Zur Bestimmung der statorerregten Flussdichte des Zahns wird das hopkinsonsche Gesetz als äquivalent zum ohmschen Gesetz angewandt: $\phi = \frac{V_m}{R_m}$. Wird der magnetische Widerstand auf den Luftspalt reduziert und von einer homogenen Durchflutung im Betrachtungsraum ausgegangen, lautet die Gleichung $R_m = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\delta}{A}$, wobei die δ der Luftspaltweite und die Fläche A der entsprechenden Fläche auf der Bohrung des Innendurchmessers entsprechen. Durch die Ersetzung des Flusses mit der Gleichung $\phi = B \cdot A$ entfällt die Fläche und die Flussdichte hängt nun lediglich von der magnetischen Spannung und der Luftspaltweite ab. Diese Abhängigkeit wird in Gleichung 3.24 dargestellt."

$$B_\delta = \frac{\mu_0 \cdot V_m}{\delta} \quad (3.24)$$

Das obere Diagramm der Abbildung 3.9 zeigt schematisch den Verlauf der statorerregten Flussdichte in q-Richtung zur rotorregten Luftspaltfluss, sie sind um $\frac{\pi}{2}$ zueinander verschoben. Die höchste Flussdichte im Statorzahn entsteht, wenn der rotorregte und der statorerregte Fluss die gleiche Richtung aufweisen und der Statorfluss den höchsten Wert besitzt. In Abbildung 3.9 ist dieses im zweiten und sechsten abgebildeten Zahn von links der Fall. Die Quelle der magnetischen Spannung V_m sind in diesem Fall die Ströme in der zweiten und dritten Nut sowie der sechsten und siebten Nut von links und können direkt bestimmt werden. Wird jedoch die Stabanzahl des Motors variiert, sind die aufgestellten Gleichungen ungültig. Für einen allgemeingültigen Ansatz wird der Strombelag herangezogen.

Der Strombelag ist sinusförmig über die Statorinnendurchmesser nach $A(x) = \hat{A} \cdot \sin(x \cdot \frac{\pi}{\tau_p})$ verteilt. Wird nun nach der Position x integriert, ergibt dies den flussverursachenden Strom und die magnetische Spannung $V_m(x) = \int A(x) dx = -\frac{\hat{A} \cdot \tau_p}{\pi} \cdot \cos(\frac{x \cdot \pi}{\tau_p})$. Wird diese in Gleichung 3.24 eingesetzt, ergibt dieses die von der Position x und dem Strombelag A abhängige Luftspaltflussdichte 3.25.

$$B_\delta(x) = \frac{\mu_0 \cdot \hat{A} \cdot \tau_p}{\delta \cdot \pi} \cdot \cos(\frac{x \cdot \pi}{\tau_p}) \quad (3.25)$$

Positions- und strombelagsabhängige Luftspaltflussdichte

Die mittlere Position des zweiten Statorzahns entspricht $\lambda = -\frac{\pi}{4}$. Dies kommt in Gleichung 3.25 der Position nach einer Nutteilung ($x = \tau_Q$) gleich.

Vereinfachend wird davon ausgegangen, dass die ermittelte Flussdichte dem Mittelwert der statorerregten Luftspaltflussdichte über die Nutteilung entspricht. Um nun die Flussdichte des Zahns am Innenradius des Stators zu bestimmen, wird der Dreisatz angewandt und die Flussdichte mit der Nutteilung τ_Q multipliziert und durch die Polteilung abzüglich der Nutbreite b_Q geteilt, es ergibt sich Gleichung 3.26.

$$\hat{B}_{s,Z} = \frac{\mu_0 \cdot \hat{A} \cdot \tau_p}{\delta \cdot \pi} \cdot \frac{\tau_Q}{\tau_Q - b_Q} \cdot \cos(\frac{\tau_Q \cdot \pi}{\tau_p}) \quad (3.26)$$

Statorerregte Flussdichte des Statorzahns

Wird die Position x der Gleichung 3.25 zu null gesetzt, ergibt dies die Amplitude der statorerregten Flussdichte im Luftspalt. Multipliziert mit dem Mittelwertfaktor für eine Sinushalbwellen

$\frac{2}{\pi}$ ergibt dies die durchschnittliche Flussdichte des Luftspalts. Wird der Dreisatz angewandt und mit der Polteilung multipliziert und der Jochbreite ($\frac{d_{sa}-d_{si}}{2} - h_Q$) dividiert, ergibt dies die Gleichung 3.27 und die maximale statorerregte Flussdichte im Joch.

$$\hat{B}_{s,J} = \frac{\mu_0 \cdot \hat{A} \cdot \tau_p}{\delta \cdot \pi} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\tau_p}{\frac{d_{sa}-d_{si}}{2} - h_Q} \quad (3.27)$$

Statorerregte Dachflussdichte des Statorjochs

3.1.13. Eisenverlustleistung

Ein wesentlicher Teil der Verlustleistung eines Elektromotors entsteht durch die Ummagnetisierung im Blech. Eine gängige Methode zur Bestimmung dieser ist der physikalisch basierende Ansatz, die Eisenverlustleistung in den Hystereseverlusten P_{hyst} , den Wirbelstromverlustleistungen P_{w} und den Excessverlustleistungen P_{exe} zu separieren und zu bestimmen.

Hystereseverluste entstehen durch die Remanenz M_R von Magnetmaterialien. Nach Beaufschlagung einer magnetischen Feldstärke kehrt das Material nicht in den Zustand der Flussdichte $B = 0$ zurück, sondern behält einen Restmagnetismus. Die nach der magnetischen Sättigung des Materials zurückbleibende Flussdichte wird Remanenzflussdichte B_R genannt. Um das Material wieder in den Ursprungszustand zu entmagnetisieren, wird eine Feldstärke in die entgegengesetzte Richtung angelegt, sie wird als Koerzitivfeldstärke H_c bezeichnet.

Die entstehenden maximalen Verluste lassen sich nach [15] mit Gleichung 3.28 bestimmen. Die Koerzitivfeldstärke H_c multipliziert mit der Amplitude der Flussdichte \hat{B} ergibt den Flächeninhalt eines Quadranten der Hystereseschleife. Der Flächeninhalt der Hysterese erstreckt sich über vier Quadranten. Wird dies mit der Frequenz f multipliziert und durch die Eisenkerndichte ρ_{fe} dividiert, resultieren die Hystereseverluste einer rechteckigen Hystereseschleife pro Kilogramm. Der Formfaktor k dient der Korrektur einer nicht rechteckigen Form der Hystereseschleife.

$$P_{\text{hyst,max}} = k \cdot \frac{4 \cdot H_c}{\rho_{\text{fe}}} \cdot B_{\text{max}} \cdot f \quad (3.28)$$

Maximale Hystereseverlustleistung

Die zurückbleibende Feldstärke des Materials ist abhängig von der vorherigen Flussdichte \hat{B} . In der Literatur wird daher anstatt $H_c \cdot B_{\text{max}}$ häufig \hat{B}^2 genutzt und der Faktor $\frac{H_c}{B_{\text{max}}}$ in die Konstante C_0 (Gleichung 3.33) ausgelagert. Dieses ergibt Gleichung 3.29.

$$P_{\text{hyst}} = C_0 \cdot \hat{B}^2 \cdot f \quad (3.29)$$

Hystereseverlustleistung

Die Bleche eines Motors bestehen aus elektrisch leitfähigen Materialien. Durch das magnetische Wechselfeld werden Spannungen induziert, die zu Strömen am Rand des Bleches führen. Die durch die Wirbelströme verursachten Verluste können nach 3.30 bestimmt werden. Eine Herleitung ist zum Beispiel in [17] zu finden. In die Gleichung gehen die Flussdichte \hat{B} , die Frequenz f und die Blechdicke d quadratisch ein. Die spezifische elektrische Leitfähigkeit δ und die Dichte ρ gehen linear ein.

$$P_{\text{w}} = \frac{\pi^2 \cdot \delta \cdot d^2}{6 \cdot \rho} \cdot (\hat{B} \cdot f)^2 \quad (3.30)$$

Wirbelstromverlustleistung

Die erstmals durch Bertotti in [16] beschriebenen Exzessverlustleistung lassen sich auf die magnetische Domänenstruktur des Werkstoffes mit verschiebbaren Blockwänden zurückführen. Die Blockwände lassen sich beim Magnetisieren nicht widerstandslos verschieben, sodass zusätzlicher Energiebedarf entsteht [14]. Die Exzessverlustleistung wird nach Gleichung 3.31 bestimmt.

$$P_{\text{exe}} = C_1 \cdot (\hat{B} \cdot f)^{\frac{3}{2}} \quad (3.31)$$

Exzessverlustleistung nach Bertotti

Zusammen ergeben sie die Eisenverluste P_{Fe} nach Gleichung 3.32 mit den Konstanten C_0 , C_1 und C_2 von denen C_0 und C_1 über die Gleichungen 3.33 und 3.34 bestimmt werden können und der Faktor C_2 empirisch ermittelt wird. k_{bh} und k_{bw} sind Fertigungszuschläge, die bei nicht optimaler Verarbeitung die Einflüsse von Graten und Gefügeänderungen berücksichtigen. Sie sind bei idealer Verarbeitung Eins und bei nicht idealer Verarbeitung größer Eins.

$$P_{\text{Fe}} = C_0 \cdot \hat{B}^2 \cdot f_m + C_1 \cdot (\hat{B} \cdot f_m)^2 + C_2 \cdot (\hat{B} \cdot f_m)^{\frac{3}{2}} \quad (3.32)$$

Eisenverlustleistung nach Bertotti

$$C_0 = k_{\text{bh}} \cdot k \cdot \frac{4 \cdot H_C}{\rho_{\text{fe}} \cdot B_{\text{max}}} \quad (3.33)$$

Konstante C_0 der Hystereseverluste

$$C_1 = k_{\text{bw}} \cdot \frac{\pi^2 \cdot \delta \cdot d^2}{6 \cdot \rho} \quad (3.34)$$

Konstante C_1 der Wirbelstromverlustleistung

Abbildung 3.10 zeigt die vom Hersteller Wälzholz gemessene und nach Gleichung 3.32 bestimmte Eisenverlustleistung des Blechs NO20, die Verluste sind über die Flussdichte und die Frequenz aufgetragen.

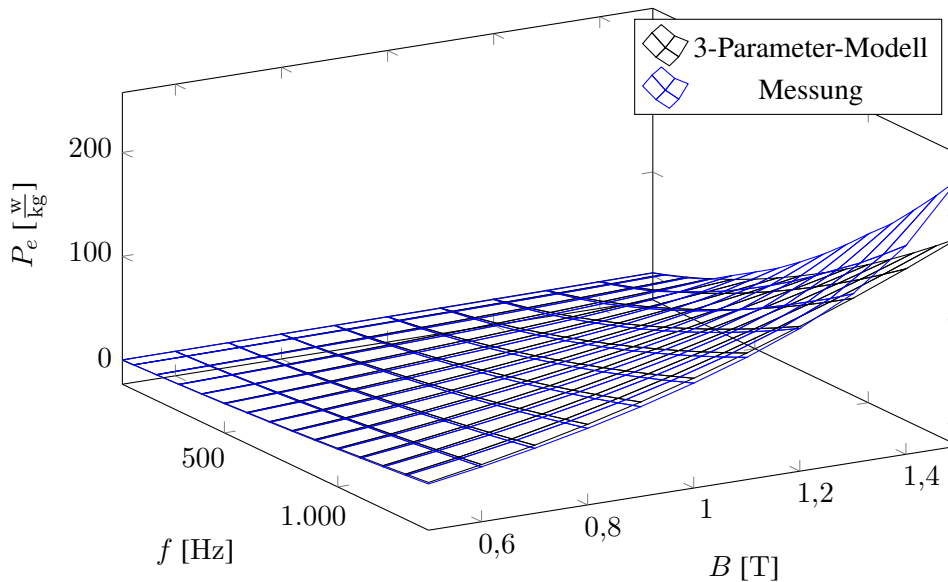


Abbildung 3.10: Eisenverluste Bertotti NO20

Bis zu einer Flussdichte von $\hat{B} = 1,2 \text{ T}$ weichen messtechnisch und analytisch bestimmte Verlustleistung maximal um 3,3 W voneinander ab. Darüber hinaus fällt die Permeabilität des Bleches und Sättigungserscheinungen treten ein. Die Folge ist, dass der nach Bertotti bestimmte Wert niedriger als der gemessene Wert ist. Das IEM-Institut der Universität Aachen hat aus diesem Grund zwei weitere Faktoren, sowie den Skin-Effekt in den Wirbelstromverlustterm hinzugefügt. Dies geschah in einem rein mathematischen Verfahren und ergab das IEM-5-Parameter-Modell aus Gleichung 3.35. Die Konstanten a_1 und a_2 entsprechen den Konstanten C_0 und C_1 . Die Konstante a_5 entspricht C_2 . Die Konstanten a_3, a_4 werden zusätzlich empirisch ermittelt.

$$P_{\text{IEM},5} = a_1 \cdot \hat{B}^\alpha \cdot f + F_{\text{skin}} \cdot a_2 \cdot (\hat{B} \cdot f)^2 \cdot (1 + a_3 \cdot B^{a_4}) + a_5 \cdot (\hat{B} \cdot f)^{\frac{3}{2}} \quad (3.35)$$

IEM-5-Parameter-Modell [16]

Der Einfluss des Skin-Effekts wird nach [14] über den Faktor F_{Skin} mit den Gleichungen 3.36 und 3.37 bestimmt.

$$F_{\text{Skin}} = \frac{3 \sinh(x) - \sin(x)}{x \cosh(x) - \cos(x)} \quad (3.36)$$

$$x = d \cdot \sqrt{\pi \cdot f \cdot \rho \cdot \mu} \quad (3.37)$$

Abbildung 3.11 zeigt Messwerte und nach Gleichung 3.35 bestimmte Eisenverluste über Flussdichte und Frequenz aufgetragen. Durch Hinzufügen der zusätzlichen Konstanten liegen gemessene und bestimmte Werte auch im Bereich jenseits der Flussdichte $\hat{B} = 1,2 \text{ T}$ übereinander.

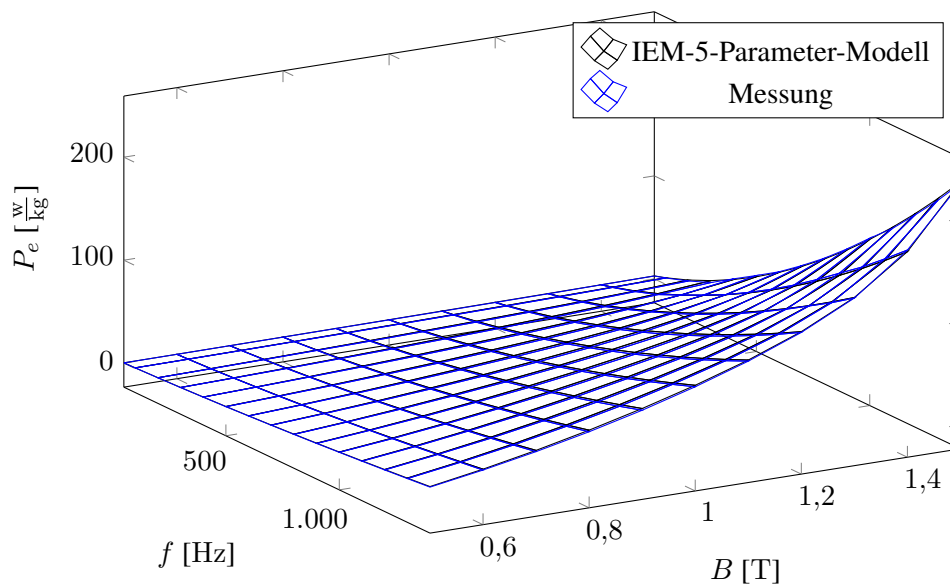


Abbildung 3.11: IEM-5-Parameter-Modell NO20

Bei Synchronmotoren sind Wechselfelder im Rotor nicht erwünscht. Jedoch können solche Felder durch unsymmetrische Geometrien oder Sättigungen des Eisens entstehen. In dieser Betrachtung werden diese Effekte vernachlässigt und erst im Kapitel 4.1.5 kontrolliert. Daher

wird in diesem Zusammenhang nur der Stator als Quelle für Eisenverluste betrachtet. Zur analytischen Untersuchung wird der Stator in 3 als homogen angenommene Flussdichtebereiche aufgeteilt: Die Flussdichte im Zahn, die Flussdichte im Joch hinter der Nut und die Flussdichte hinter dem Zahn im Joch. Die maximale magnetische Flussdichte im Zahn $\hat{B}_{d,Z}$ aus Kapitel 3.1.12 wird für das vollständige Zahnvolumen angenommen, die maximale magnetische Flussdichte hinter der Nut im Joch $\hat{B}_{d,J}$, wird für die Hälfte des Jochvolumens angenommen. Zur Annäherung der maximalen Flussdichte im Joch hinter dem Zahn $\hat{B}_{d,Z,J}$, wird von einer sinusförmigen Ausbreitung des Magnetfelds ausgegangen und nach Gleichung 3.38 bestimmt. Mit dieser Flussdichte wird die Verlustleistung der zweiten Hälfte des Jochs bestimmt.

$$\hat{B}_{d,Z,J} = \hat{B}_{d,J} \cdot \frac{\frac{d_{sa}-d_{si}}{2} - h_Q}{\frac{d_{sa}-d_{si}}{2} - h_Q + \frac{\tau_Q - b_Q}{\pi}} \quad (3.38)$$

3.1.14. Skin-Effekt im Leiter

Der Skin-Effekt besagt, dass hochfrequente Ströme nicht mehr den vollen Leiterquerschnitt zur Leitung nutzen, sondern unter der Oberfläche des Leiters fließen. Der dadurch reduzierte Leiterquerschnitt führt zu erhöhten Leiterwiderständen. Die Eindringtiefe δ besagt, bei welcher Eindringtiefe noch 37 % der Stromdichte vorhanden sind [13].

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}} \quad (3.39)$$

Skin Tiefe [13]

Die Stromdichte im Leiter J kann näherungsweise mit dem Oberflächenabstand z und der Stromdichte am Rand J_s bestimmt werden.

$$J = J_s \cdot e^{\frac{-z}{\delta}} \quad (3.40)$$

Abfall der Stromdichte im Leiter durch den Skin-Effekt [13]

3.1.15. Wicklungswiderstand

Für die Stromwärmeverluste ist der Widerstand der Wicklung verantwortlich. Dieser wird durch die Geometrie und durch den spezifischen elektrischen Widerstand des Stabmaterials und des Sternpunktes bestimmt. Der Stabwiderstand wird nach Gleichung 3.41 mit der Stablänge, die aus der Summe der Eisenlänge l_{Fe} und der Stabanschlusslänge l_{con} resultiert, der Stabquerschnittsfläche $b_{St} \cdot h_{St}$ und dem spezifischen elektrischen Widerstand ρ des Materials bestimmt.

$$R_{St} = \rho \cdot \frac{l_{fe} + l_{con}}{b_{St} \cdot h_{St}} \quad (3.41)$$

Stabwiderstand

$$I_{Stern,N} = \frac{\sqrt{(\sum_{i=1}^N \hat{I} \cdot \cos((i-1) \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot p}{m}))^2 + (\sum_{i=1}^N \hat{I} \cdot \sin((i-1) \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot p}{m}))^2}}{\sqrt{2}} \quad (3.42)$$

Sternpunktstrom

$$R_{\text{coil}} = \rho \cdot \frac{2 \cdot (l_{\text{fe}} + l_{\text{con}}) + \tau_{\text{p}}}{b_{\text{St}} \cdot h_{\text{St}}} \quad (3.43)$$

Widerstand des Leiterschleifenäquivalents

3.1.16. Stromwärmeverlustleistung

Die maximalen Stromwärmeverluste werden aus dem maximalen effektiven Phasenstrom I_{max} , dem vereinfachten Widerstand des Leiterschleifenäquivalents R_{coil} und der Strangzahl m nach Gleichung 3.44 bestimmt.

$$P_I = I^2 \cdot R_{\text{coil}} \cdot \frac{m}{2} \quad (3.44)$$

3.2. Inverter

Der Inverter für die Topologie des „vollintegrierten Kleinspannungstraktionsantriebs“, besteht aus den drei Hauptkomponenten, der Leistungselektronik, der Phasenstrommessung und dem Motorsteuergerät. Mit dem Ziel die Verluste des Inverters zu optimieren, werden für die Leistungselektronikauslegung, die Schalt- und Durchlassverluste unterschiedlicher MOSFETs betrachtet und die Ansteuerung dimensioniert.

Bei der Phasenstrommessung und dem Motorsteuergerät sind zum einen der Platzbedarf und zum anderen die Reaktionsgeschwindigkeit entscheidend, zur Dimensionierung werden das Übersetzungsverhältnis sowie Zyklus- und Reaktionszeiten betrachtet.

3.2.1. Schaltverhalten des MOSFETs

Das Schaltverhalten des MOSFETs wird zu einem großen Teil durch seine parasitären Elemente bestimmt. Abbildung 3.12 zeigt das prinzipielle Ersatzschaltbild eines MOSFETs. Es beinhaltet die Gate-Source-Kapazität C_{GS} , die Drain-Source-Kapazität C_{DS} und die Gate-Drain-Kapazität C_{GD} . Die Werte der Ersatzkapazitäten sind nicht direkt im Datenblatt des MOSFETs, sondern als Eingangskapazität C_{iss} , Ausgangskapazität C_{oss} und Feedback-Kapazität C_{rss} angegeben (Gleichungen 3.45, 3.46 und 3.47). Weiterhin sind der MOSFET interne Gatewiderstand R_{G} , der Drain-Widerstand R_{D} und die inverse Diode abgebildet.

$$C_{\text{iss}} = C_{\text{GS}} + C_{\text{GD}} \quad (3.45)$$

$$C_{\text{oss}} = C_{\text{DS}} + C_{\text{GD}} \quad (3.46)$$

$$C_{\text{rss}} = C_{\text{GD}} \quad (3.47)$$

Die parasitären Induktivitäten des Layouts, sowie die Gatetreiber-Schaltung beeinflussen den Schaltvorgang ebenfalls. Zur Erläuterung der Verluste während eines Schaltvorgangs in einer Halbbrücke dient das Prinzipschaltbild in Abbildung 3.13. Die Induktivität L_{σ} stellt die Zusammenfassung der parasitären Induktivitäten des Kommutierungskreises dar. Die Spannung des Zwischenkreiskondensators wird durch die Spannungsquelle U_{DD} abgebildet. Die Stromquelle I_{L} steht stellvertretend für den Strom, der durch die Motorwicklungsinduktivität fließt. Der Vorwiderstand $R_{\text{G,ext}}$ und die Rechtecksspannungsquelle U_{DR} bilden den Gatetreiber.

Die gesamten Drain-Source-Verluste des MOSFETs $P_{v,DS(ges)}$ teilen sich nach Gleichung 3.48 in die Durchlassverluste P_d , die Einschaltverluste $P_{s(on)}$ und die Ausschaltverluste $P_{s(off)}$ auf.

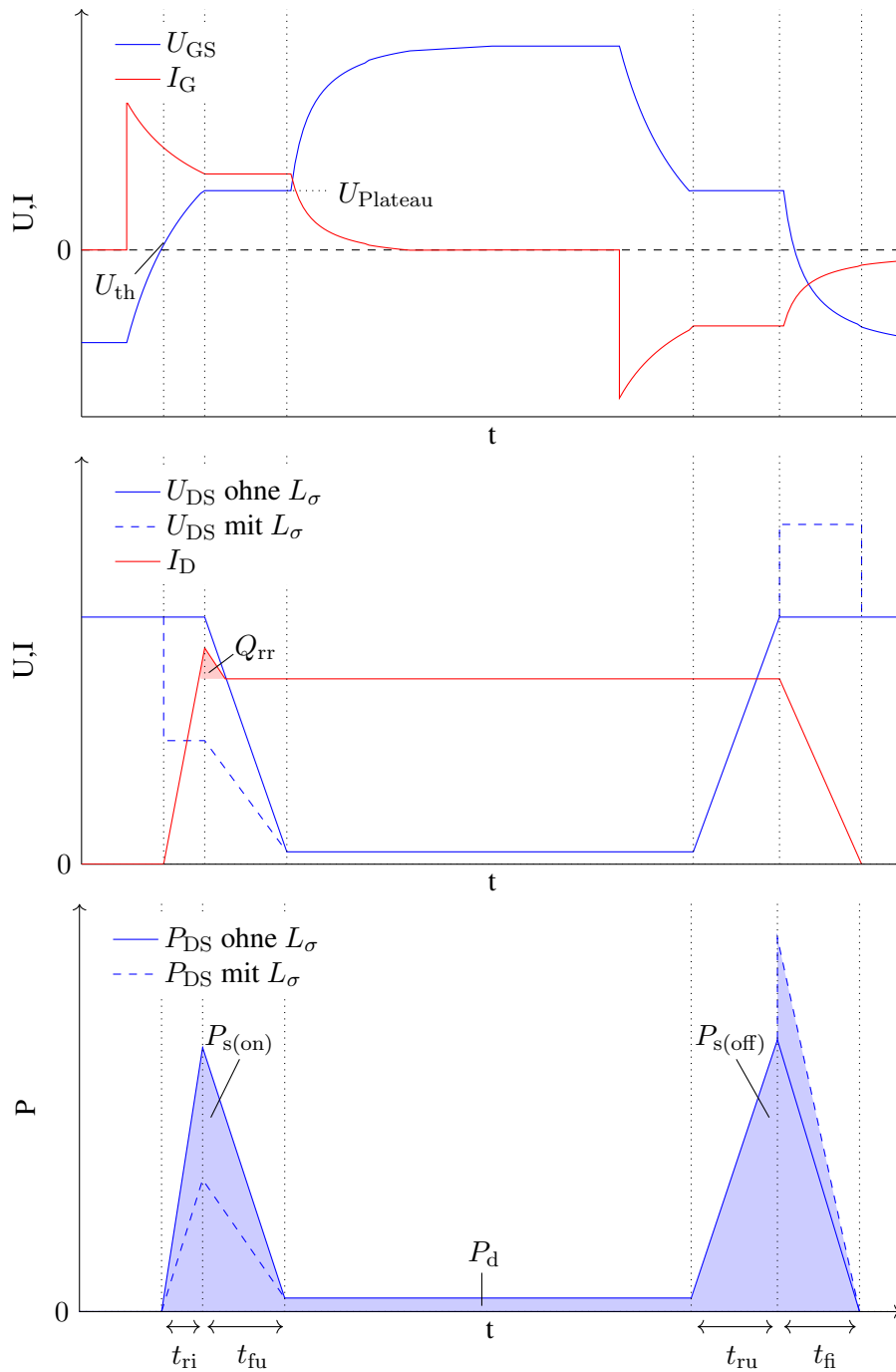


Abbildung 3.14: Schaltvorgang einer induktiven Last mit und ohne parasitärer Induktivität L_σ

3.2.2. Einschaltverhalten

Der Einschaltvorgang des MOSFETs beginnt mit einer positiven Spannung der Spannungsquelle U_{DR} über den internen und externen Gatewiderstand R_G und $R_{G,ext}$ und der Gate-Source-Strecke des MOSFET T_2 . Der positive Gatestrom I_G führt zum Spannungsanstieg der Gate-Source-Spannung U_{GS} mit dem zeitlichen Verlauf eines RC-Glieds. Das RC-Glied besteht aus der Eingangskapazität C_{iss} und der Reihenschaltung der Widerstände R_G und $R_{G,ext}$.

Bei Erreichen der Threshold-Spannung $U_{GS,th}$ beginnt die Ausbildung des n-Kanals des MOSFETs und er geht vom sperrenden in den leitenden Zustand über. Der Strom beginnt von der inverse Diode des MOSFET T_1 zur Drain-Source-Strecke des MOSFET T_2 zu kommutieren. Wird die parasitäre Induktivität L_σ während des Schaltvorgangs nicht berücksichtigt, liegt lediglich die noch leitende Body-Diode des MOSFETs T_1 in Serie mit der Gate-Source-Strecke des MOSFETs T_2 , sodass näherungsweise die Spannung der Spannungsquelle U_{DD} über dem MOSFET T_2 anliegt.

Die parasitäre Induktivität des Kommutierungskreises L_σ ist jedoch vorhanden und wird daher berücksichtigt. Während des Kommutierungsprozesses fällt ein Teil der Spannung ab U_{DD} ab [24]. Die Höhe der an der Induktivität abfallenden Spannung $U_{L\sigma}$, steht nach 3.49 in Abhängigkeit mit der Stromanstiegszeit des Drainstroms I_D , mit der Bedingung, dass die Spannung maximal U_{DD} entsprechen kann.

$$U_{L\sigma} = L_\sigma \cdot \frac{di_D}{dt} \quad (3.49)$$

Spannung über der Kommutierungskreisinduktivität L_σ

Dies bedeutet, dass die Stromanstiegszeit t_{ri} entweder vom Durchsteuerverhalten des MOSFETs oder durch die Stromanstiegszeit der Induktivität L_σ bestimmt wird. Bei den in dieser Arbeit untersuchten Leistungs-MOSFETs sind auch bei erhöhtem Gate-Ladewiderstand und unter Berücksichtigung der parasitären Induktivitäten des Gate-Ladekreises, die Durchsteuerzeiten der MOSFETs wesentlich geringer, als die Stromanstiegszeit (Gleichung 3.50) über der parasitären Induktivität L_σ ([25]).

$$t_{ri} \approx \frac{I_L \cdot L_\sigma}{U_{DD}} \quad (3.50)$$

Stromanstiegszeit über L_σ

Ist der Strom I_L vollständig kommutiert, sperrt die Body-Diode des MOSFET T_1 . Die Ladung Q_{rr} der Sperrschichtkapazität der Body-Diode wird nun umgeladen und führt zu einer Stromspitze des Drain-Stroms I_D , dies wird Reverse-Recovery-Effekt genannt.

Die Body-Diode des MOSFET T_1 beginnt die Spannung zu übernehmen. Der MOSFET T_2 befindet sich während dieses Vorgangs noch im aktiven Bereich. Die Spannung über der Gate-Source-Strecke entspricht der Plateauspannung $U_{Plateau}$. Das Plateau wird auch Miller-Plateau genannt. Es wird verwendet, um die Spannungsfallzeit t_{fu} zu approximieren, die durch den Gate-Ladestrom $I_{G,on,plateau}$ und die Ladung Q_{GD} der Miller-Kapazität C_{GD} berechnet wird, wie in den Gleichungen 3.51 und 3.52 dargestellt.

$$I_{G,on,Plateau} = \frac{U_{DR} - U_{Plateau}}{R_G} \quad (3.51)$$

MOSFET Einschalt-Gate-Strom während des Miller-Plateaus

$$t_{fu} \approx -\frac{Q_{GD}}{I_{G,on,Plateau}} \quad (3.52)$$

MOSFET Spannungsfallzeit t_{fu}

Die Einschaltverlustenergie $E_{s(on)}$ über der Drain-Source-Strecke der MOSFETs ist nach Gleichung 3.53 bestimmbar. Wenn die Spannung über der parasitären Induktivität $U_{L\sigma}$, der Spannung U_{DD} entspricht, werden alle Terme zu Null.

$$\begin{aligned} E_{s(on)} \approx & \frac{1}{2} \cdot (U_{DD} - U_{L\sigma}) \cdot I_{D,on} \cdot t_{ri} \\ & + \frac{1}{2} \cdot (U_{DD} - U_{L\sigma}) \cdot I_{D,on} \cdot t_{fu} \\ & + \frac{1}{2} \cdot Q_{rr} \cdot (U_{DD} - U_{L\sigma}) \end{aligned} \quad (3.53)$$

MOSFET Einschaltverlustenergie

3.2.3. Ausschaltverhalten

In umgekehrter Reihenfolge findet der Ausschaltvorgang statt. Zum Abschalten wird vom Gate-Treiber häufig eine negative Spannung $U_{GD,n}$ über der Gate-Source-Strecke des MOSFETs angelegt. Erreicht die Gate-Source-Spannung U_{GS} die Plateauspannung $U_{Plateau}$, so reduziert sich der n-Kanal und der Drain-Source-Widerstand R_{DS} nimmt wieder zu. Die Spannungsanstiegszeit t_{ru} wird äquivalent zur Spannungsfallzeit t_{fu} nach den Gleichungen 3.54 und 3.55 approximiert.

$$I_{G,off,Plateau} = -\frac{U_{Plateau} + U_{GD,n}}{R_G} \quad (3.54)$$

MOSFET Ausschalt-Gate-Strom während des Miller-Plateaus

$$t_{ru} \approx -\frac{Q_{GD}}{|I_{G,off,Plateau}|} \quad (3.55)$$

MOSFET Spannungsanstiegszeit t_{ru}

Entspricht die Gate-Source-Spannung U_{GS} des MOSFETs T_2 der Spannung U_{DD} , beginnt die Body-Diode des MOSFETs T_1 den Strom zu übernehmen. Durch die Änderung des Stroms durch die parasitären Induktivität L_σ wird nun eine Spannung induziert, die zusätzlich zur Zwischenkreisspannung U_{DD} über dem MOSFET T_2 anliegt.

Die Stromfallzeit t_{fi} entspricht entweder der Durchsteuerzeit [25] eines MOSFETs oder sie wird durch die Stromsteilheit der Induktivität L_σ bestimmt. Wie beim Einschaltvorgang zeigte sich auch hier, dass die Durchsteuerzeit des MOSFET geringer ist, als es die Stromsteilheit der Induktivität L_σ zulässt. Das Resultat ist ein Abschaltvorgang, bei dem die Überspannung durch den Avalanche-Effekt begrenzt wird (U_A). Es bestehen Vorbehalte gegen die Nutzung des

Avalanche-Effekts, jedoch werden aktuelle MOSFET-Architekturen mit einer vollständigen Resistenz gegen diesen beworben. Die Energie der parasitären Induktivität L_σ , wird durch die erhöhte Spannung schnellstmöglich abgebaut. Dabei wird die geringste Schaltenergie über der Drain-Source-Strecke des MOSFETs umgesetzt.

$$t_{fi} \approx \frac{I_L \cdot L_\sigma}{U_A} \quad (3.56)$$

Stromfallzeit über L_σ

Die Ausschaltverlustenergie $E_{s(off)}$ über der Drain-Source-Strecke der MOSFETs ist nach Gleichung 3.53 bestimmbar.

$$E_{s(off)} \approx \frac{1}{2} \cdot U_{DD} \cdot I_{D,off} \cdot t_{ru} + \frac{1}{2} \cdot U_A \cdot I_{D,off} \cdot t_{fi} \quad (3.57)$$

MOSFET Abschaltverlustenergie

3.2.4. Schaltverlustenergie bei sinusförmigen Strömen

Bisher wurde das Schaltverhalten für kontinuierliche DC-Ströme betrachtet, die Motorwicklung wird jedoch mit sinusförmigen Strömen betrieben. Zur Nutzung des Gleichungssystems wird der Mittelwert einer Halbperiode des Laststroms gebildet [26]. In den Gleichungen 3.53 und 3.57 werden die Ströme $I_{D,on}$ und $I_{D,off}$ durch das DC-Äquivalent zum sinusförmigen Drain-Strom $I_{D,DC}$ aus Gleichung 3.58 ersetzt.

$$I_{D,DC} = \frac{1}{\pi} \cdot \hat{I}_D \quad (3.58)$$

DC-Äquivalent zum sinusförmigen Drain-Strom

3.2.5. Durchlassverhalten bei sinusförmigen Strömen

Die Drain-Source-Strecke des MOSFETs weist im eingeschalteten Zustand das Verhalten eines ohmschen Widerstands auf. Die Führung des sinusförmigen Stroms wird hälftig auf die beiden MOSFETs der Halbbrücke aufgeteilt. Es ergibt sich Gleichung 3.59.

$$P_d = \frac{1}{2} \cdot R_{DS(on)} \cdot \left(\frac{\hat{I}_D}{\sqrt{2}} \right)^2 \quad (3.59)$$

MOSFET-Durchlassverluste bei sinusförmigen Drain-Strömen

3.2.6. Verlustenergie der Gate-Kapazität

Beim Schaltvorgang des MOSFETs entsteht zusätzliche Verlustleistung durch das Laden und Entladen der Eingangskapazität C_{iss} . Über die Widerstände des Gate-Ladekreises wird je Schaltimpuls die Energie nach Gleichung 3.60 umgesetzt. Die aufzubringende Energie wird aus Eingangskapazität C_{iss} und der positiven sowie negativen Gate-Treiberspannung U_{GD} und

U_{GDn} bestimmt.

$$E_{s,iss} = \frac{1}{2} \cdot C_{iss} \cdot (U_{DR} - U_{DR,n})^2 \quad (3.60)$$

Verlustenergie bei der Umladung der Gate-Kapazität

Sie teilt sich auf den Gate-Vorwiderstand $R_{G,ext}$ und den parasitären Gate-Widerstand R_G der Gate-Strecke des MOSFETs auf. Über Gleichung 3.61 wird die MOSFET-interne Verlustenergie bestimmt.

$$E_{s,RG} = \frac{1}{2} \cdot C_{iss} \cdot (U_{DR} - U_{DR,n})^2 \cdot \frac{R_G}{R_G + R_{G,ext}} \quad (3.61)$$

MOSFET interne Verlustenergie bei der Umladung der Gate-Kapazität

3.2.7. Verlustleistung des MOSFETs bei sinusförmigem Drain-Strom

Die gesamte Verlustleistung des MOSFETs setzt sich aus der Durchlassverlustleistung P_d , den Ein- und Abschaltverlustleistungen $P_{s(on)} + P_{s(off)}$ und der Verlustleistung über den internen Gate-Widerstand $P_{S,RG}$ zusammen. Die Ein- und Abschaltverlustleistungen und die Verlustleistung über den internen Gate-Widerstand sind abhängig von der Schaltfrequenz f_s . Die Schaltverluste der inversen Diode fallen bei MOSFETs mit geringer Sperrspannung vernachlässigbar gering aus. Der MOSFET wird im Rückwärtsbetrieb eingeschaltet, daher werden die Durchlassverluste der inversen Diode ebenfalls vernachlässigt.

$$\begin{aligned} P_{v,(ges)} &\approx P_d + P_{s(on)} + P_{s(off)} + P_{S,RG} = \\ &\quad \frac{1}{2} \cdot R_{DS(on)} \cdot \left(\frac{\hat{I}_D}{\sqrt{2}} \right)^2 \\ &\quad + \left(\frac{1}{2} \cdot (U_{DD} - U_{L\sigma}) \cdot I_{D,DC} \cdot t_{ri} \right. \\ &\quad + \frac{1}{2} \cdot (U_{DD} - U_{L\sigma}) \cdot I_{D,DC} \cdot t_{fu} \\ &\quad + \frac{1}{2} \cdot Q_{rr} \cdot (U_{DD} - U_{L\sigma}) \\ &\quad + \frac{1}{2} \cdot U_{DD} \cdot I_{D,DC} \cdot t_{ru} \\ &\quad \left. + \frac{1}{2} \cdot U_A \cdot I_{D,DC} \cdot t_{fi} \right) \cdot f_s \\ &\quad + C_{iss} \cdot (U_{DR} - U_{DRn})^2 \cdot \frac{R_G}{R_G + R_{G,ext}} \cdot f_s \end{aligned} \quad (3.62)$$

Verlustleistung des MOSFET

3.2.8. Layout-Induktivitäten

Zur Bestimmung der Induktivität L_σ wird die in der Literatur häufig zu findende Gleichung 3.63 verwendet [18]. l ist die Leitungslänge, w ist die Breite der Leiterfläche und t die Dicke

der Leiterfläche. Alle Angaben sind in mm. Sie gilt unter der Voraussetzung: $t \ll w < l$.

$$L[\text{nH}] = 0,2 \cdot l \cdot \left(\ln \left(\frac{2 \cdot l}{w + t} \right) + 0,5 + \frac{w + t}{3 \cdot l} \right) \quad (3.63)$$

Induktivität einer Leiterbahn im freien Raum

Ein weiterer hilfreicher Richtwert ist die Induktivität von Leitungen im freien Raum. Häufig in der Literatur zu finden ist hierfür $1 \frac{\text{nH}}{\text{mm}}$.

3.2.9. Sensitivität der Phasenstrommessung

Zur Regelung des Phasenstroms wird eine Phasenstrommessung benötigt. Der grundsätzliche Aufbau wurde in Kapitel 2.2.2 erläutert: Sie besteht aus einem Eisenkern, der über die Stäbe des Motors geschoben wird (siehe Abbildung 3.15). In den Luftspalten des Eisenkerns liegenden Magnetfeldsensor.

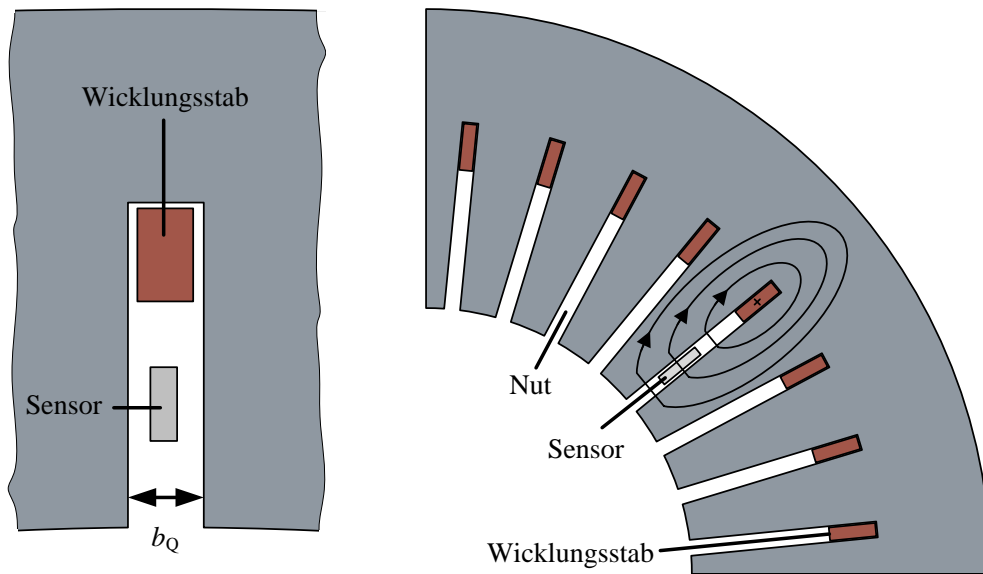


Abbildung 3.15: Nutbreite des Eisenkerns

Das Übersetzungsverhältnis zwischen dem fließenden Strom und der Sensorspannung wird durch den verwendeten Sensor sowie dem Luftspalt des Eisenkerns bestimmt und Sensitivität genannt. Wie zuvor im Kapitel 3.1.12, wird zur Bestimmung der Luftspaltbreite b_Q , das Hopkinsonsche Gesetz angewendet. Es ergibt sich Gleichung 3.64.

$$b_Q = \frac{\mu_0 \cdot \hat{I}_D}{B_{\max}} \quad (3.64)$$

Luftspaltbreite des Eisenkerns

3.2.10. Abtastrate der Phasenstrommessung

Die Inverteransteuerung sorgt über den Aussteuergrad oder Duty Cycle der Pulsweitenmodulation dafür, dass im Mittel eine Spannung über den Stäben der Käfigwicklung anliegt, die

zwischen der positiven und negativen Versorgungsspannung liegt. Den Aussteuergrad und damit die Höhe der angelegten Spannung bestimmt ein Stromregler, der die Phasenstrommessung als Rückführung benötigt, um den gewünschten Strom einzustellen (nähere Information ab Kapitel 4.2.5).

Während eines Schalttakts kann die Spannung nicht nachgestellt werden, daher ist es im fehlerfreien Betrieb ausreichend, den Mittelwert des Stroms während des Schalttakts zu messen, um den Aussteuergrad für den nächsten Schalttakt zu bestimmen.

Durch Fehler, software- sowie hardwareseitig, kann es zu Fehlansteuerungen kommen, die zu steilen Stromanstiegen führen. Um einen Defekt zu verhindern, ist der Fehler rechtzeitig zu erkennen und abzuschalten.

Die schnellste Möglichkeit einen Überstrom zu erkennen, ist eine analog aufgebaute Schwellwertabschaltung. Diese benötigt jedoch zusätzlichen Raum, schaltungstechnischen Aufwand und Verbindungsleitungen zur übergeordneten Steuerung. Gleichzeitig besitzen die integrierten Hallsensoren Totzeiten, die eine hohe Reaktionszeit einer analogen Lösung relativieren. Diese Gründe führten zur Entscheidung, den Überstromschutz ohne zusätzlichen Schaltungsaufwand, über die digitalen Messwerte zu lösen.

Die Zeit, die vom Fehlerfall bis zur Erkennung des Fehlers maximal vergeht (t_{detect}), ist abhängig von der Reaktionszeit t_{resp} des Sensors und der Zeit, die zur Übermittlung des Wertes benötigt wird (t_{trans}) (siehe Abbildung 3.16).

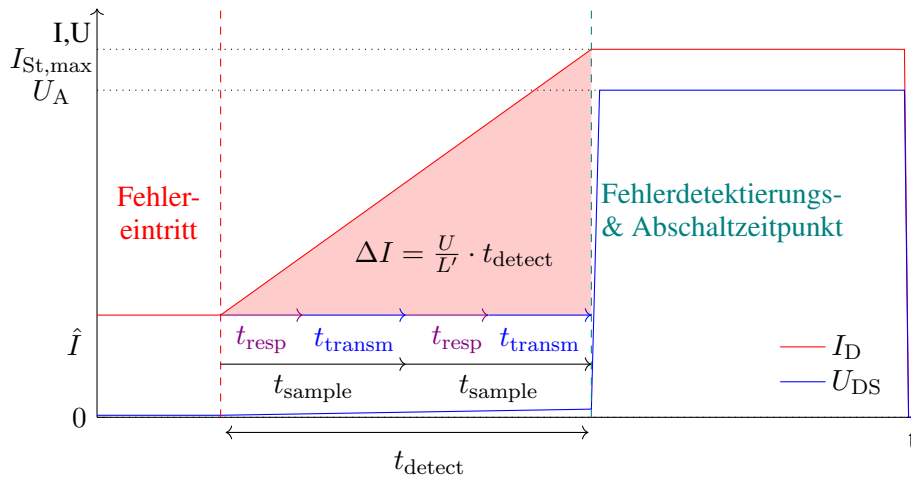


Abbildung 3.16: Zeitlicher Ablauf der Stromfehlererkennung

Im schlechtesten Fall wird der erste Messwert nach Fehlereintritt, innerhalb der Reaktionszeit t_{resp} des Sensors aufgenommen. Dann werden vom Fehlereintritt bis zur Erkennung und Abschaltung zwei Messzyklen t_{sample} benötigt (Gleichung 3.65).

$$f_{\text{sample}} = \frac{1}{t_{\text{sample}}} = \frac{2}{t_{\text{detect}}} = \frac{1}{t_{\text{resp}} + t_{\text{transm}}} \quad (3.65)$$

Minimale Abtastrate

Die maximale Erkennungs- und Abschaltzeit (t_{detect}) ist abhängig von der Stromanstiegszeit und der dabei in der Ersatzmotorwicklungsinduktivität L' gespeicherten Energie. Sie darf die

maximale Einzelpuls Avalanche-Energie des MOSFETS E_{AS} nicht überschreiten.

Der Widerstand der Käfigwicklung R_{St} ist sehr gering und wird für die Bestimmung der Stromanstiegszeit $\frac{dI}{dt}$ vernachlässigt, es ergibt sich Gleichung 3.66.

$$\Delta I = I_{St,max} - \hat{I} = \frac{U_{L'} \cdot t_{detect}}{L'} \quad (3.66)$$

Während des Fehlers steigt der Strom an und verursacht Stromwärmeverluste über dem Widerstand der Drain-Source-Strecke des MOSFETs $R_{DS(on)}$. Die resisstive Energie des Stromanstiegs nach Gleichung 3.67 ist im Vergleich zur Energie, die in der Ersatzmotorwicklungsinduktivität L' gespeichert wird (Gleichung 3.68), vernachlässigbar gering, sodass sie nicht weiter betrachtet wird.

$$E_R = \int_0^t R_{DS(on)} \cdot \left(\hat{I} + \frac{U \cdot t_{detect}}{L'} \right)^2 dt \quad (3.67)$$

Resistiver Energieeintrag

$$E_{St} = \frac{1}{2} \cdot L' \cdot I_{St,max}^2 \quad (3.68)$$

Gespeicherte Energie der Motorersatzinduktivität

Wird die gespeicherte Energie der Wicklung E_{St} mit der maximalen Einzelpuls Avalanche-Energie des MOSFETS E_{AS} gleichgesetzt, sowie Gleichung 3.66 nach $I_{St,max}$ umgestellt und in Gleichung 3.68 eingesetzt, ergibt sich Gleichung 3.69.

$$E_{AS} = \frac{1}{2} \cdot L' \cdot \left(\frac{U_{L'} \cdot t_{detect}}{L'} + \hat{I} \right)^2$$

$$t_{detect} = \left(\sqrt{2 \cdot \frac{E_{AS}}{L'}} - \hat{I} \right) \cdot \frac{L'}{U_{L'}} \quad (3.69)$$

Fehlererkennungszeit

In Beispielabbildung 3.17 dargestellt ist ein Ersatzschaltbild, das einen Schalterstellungsfehler darstellt, der zu einer geringen einphasigen Ersatzinduktivität und einem steilen Stromanstieg führt. Die Wechselschalter S1 bis S8 stehen für acht MOSFET-Halbbrücken. Die Kombination aus Spannungsquelle, Widerstand und Induktivität steht jeweils stellvertretend für einen Wicklungsstab.

Sieben der acht Halbbrücken schalten auf das negative Batteriepotential (S2 bis S8), während eine Halbbrücke auf das positive Batteriepotential schaltet (S1).

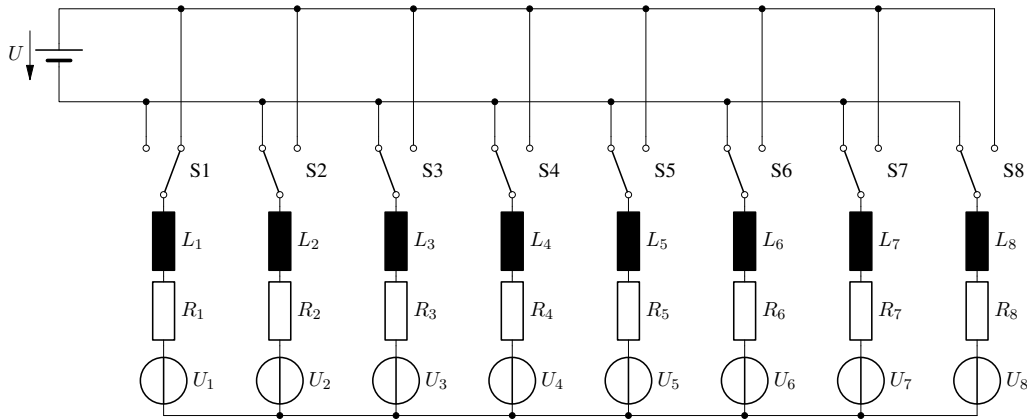


Abbildung 3.17: Model Inverter und Motorwicklung

Die Ersatzinduktivität der Wicklung für die Spannungsquelle U setzt sich aus den parallel geschalteten Induktivitäten L_2 bis L_8 und der Induktivität L_1 in Serie nach Gleichung 3.70 zusammen.

$$L' = L_1 + \frac{1}{\frac{1}{L_2} + \dots + \frac{1}{L_8}} \quad (3.70)$$

Ersatzinduktivität der Wicklung

Der steilste Stromanstieg ergibt sich, wenn die Summe aus der induzierte Spannung U_1 und der Batteriespannung U über der Ersatzinduktivität anliegen. Die induzierten Spannungen der weiteren Phasen werden über die Halbbrücken S_2 bis S_8 im Stern verschaltet und nicht mit in der Fehlerstrombetrachtung berücksichtigt.

$$U_{L'} = U + U_{i,St} \quad (3.71)$$

Spannung über Ersatzinduktivität

3.3. Batteriepaket

Einige Daten des Batteriepakets stehen bei der Topologie des „vollintegrierten Kleinspannungstraktionsantriebs“ im festen Zusammenhang mit der Auslegung des Motors. Die Länge des Batteriepakets ist zum Beispiel an die Länge des Motors gekoppelt. Durch die Längsanordnung der Batteriezellen zur Motorachse (siehe Abbildung 2.13), wird durch die Motorlänge, indirekt die Batteriespannung festgelegt. Indirekt, weil durch unterschiedliche Chemie oder Längen der Zellen die Batteriespannung variiert werden kann. Durch den weitläufigen Einsatz der 18650er- und der 21700er-Zelle in der NCM-Zellchemie in Elektrofahrzeugen [30] sprechen die Verfügbarkeit, der Preis und die Energiedichte für diesen Zelltypen.

Die Batteriespannung wird nun über der Länge des Motors bestimmt, sie bricht jedoch unter Last zusammen, da ein Teil der Batteriespannung über dem Innenwiderstand der Zelle abfällt. Die Leistung, die über dem Innenwiderstand der Zellen umgesetzt wird, ist der Grund für die Erwärmung. Je höher der Strom und der Innenwiderstand, desto höher ist die interne Verlustleistung. Diese begrenzt den maximalen Strom, den eine Zelle abgeben kann. Hersteller

von Batteriezellen geben den maximalen Strom der Zelle an. Einige Hersteller geben auch erweiterte Daten, wie den stromabhängigen Temperaturverlauf der Zelle an. Diese Daten werden genutzt, um die Mindestanzahl an Zellen zu bestimmen, die notwendig ist, um die volle Leistung des Antriebs abzurufen. Zunächst wird bestimmt, welche Spannung der Inverter benötigt, um bei der Höchstdrehzahl noch den maximalen Inverterstrom in q-Richtung einprägen zu können.

3.3.1. Batteriespannung zur sinusförmigen Stromeinprägung

Die höchste Leistung kann der Antrieb bei maximaler induzierter Spannung entfalten, da hier das Produkt aus Phasenstrom und induzierter Spannung am größten wird. Die Höchstdrehzahl des Motors und damit die Höhe der induzierten Spannung ist, bei reinem q-Strom, abhängig von der Spannung der Batterie.

Abbildung 3.18 zeigt die Vollbrücke und Stäbe der Phasen eins und fünf. Der Abstand beträgt eine Polteilung τ_p , wodurch sie ein Leiterschleifenäquivalent ergeben.

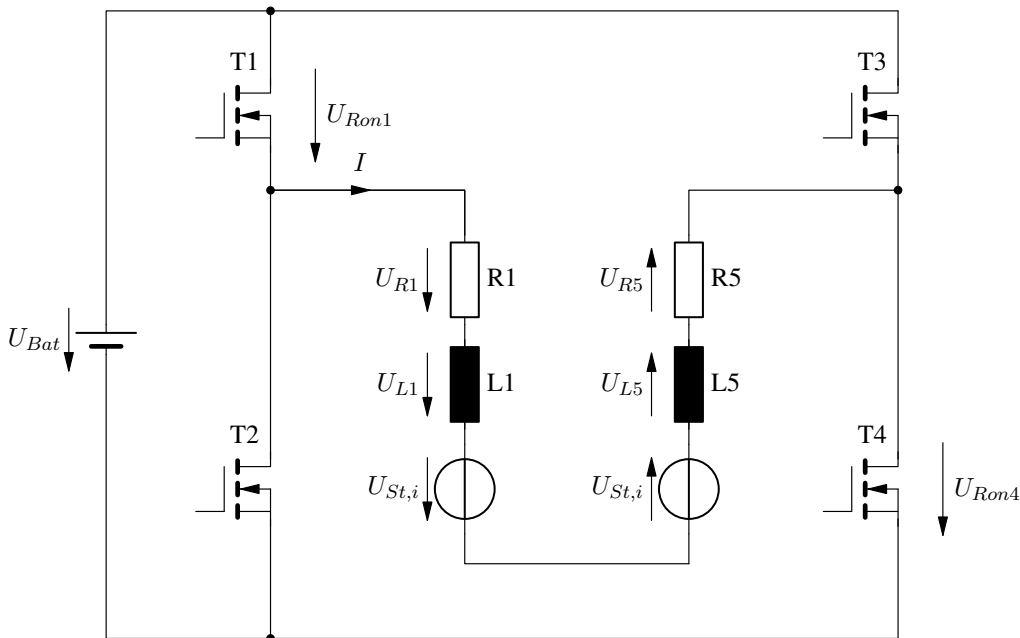


Abbildung 3.18: Vollbrücke und das Ersatzschaltbild von 2 Stäben

Zur Einprägung einer positiven Steigung des Stromes I wird eine positive Spannung über den Induktivitäten L1 und L5 benötigt. Die MOSFETs T1 und T4 werden eingeschaltet, während die MOSFETs T2 und T3 sperren. Die Batteriespannung U_{Bat} liegt nun über den MOSFETs T1 und T4 und der Leiterschleife in gewünschter Stromrichtung I_{Ph} an. Die Spannungen über den Stabwiderständen U_{R1} und U_{R5} , sowie den Spannungen über den MOSFETs U_{Ron1} und U_{Ron5} , sind abhängig von dem Strom $I(t)$. Zur Einprägung eines drehmomentbildenden Stromes in q-Richtung gilt, für die Spannung über den Widerständen U_R , die Gleichung 3.72.

$$U_R(t) = \hat{I} \cdot 2 \cdot (R_{Leiter} + R_{DS(on)}) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) \quad (3.72)$$

Spannung über den Leiterwiderständen

Die benötigte Spannung U_{L1} und U_{L5} ist abhängig von der Steilheit des Stromes $U_L = L \cdot \frac{dI}{dt}$. Die gewünschte Form des Stroms entspricht einem Sinus und wird durch die Gleichung $I(t) = \hat{I} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)$ beschrieben. Die Steigung dieser Funktion ist die Ableitung $\frac{dI(t)}{dt} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \hat{I} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)$. Eingesetzt in die Gleichung $U_L = L \cdot \frac{dI}{dt}$ ergibt dies die notwendige Spannung über den Induktivitäten $U_L(t)$ in Gleichung 3.73.

$$U_L(t) = 4 \cdot L \cdot \pi \cdot f \cdot \hat{I} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) \quad (3.73)$$

Spannung über den Leiterinduktivitäten

Im motorischen Betrieb wirken die induzierten Spannungen $U_{St,i}$ entgegen der gewünschten Stromrichtung I . Die Summe aller Spannung ergibt Gleichung 3.74, die minimale Spannung zur sinusförmigen Stromeinprägung in q-Richtung.

$$U_{R,L,i}(t) = U_R(t) + U_L(t) + 2 \cdot U_{St,i}(t) \quad (3.74)$$

Batteriespannung zur sinusförmigen Stromeinprägung

3.3.2. Batteriespannung zur blockförmigen Stromeinprägung

Wird der Strom blockförmigen eingepreßt, reduziert sich die Stromamplitude durch die Überlagerung der Harmonischen über die Grundwelle. Dies wird in den Kapiteln 3.1.4 bis 3.1.6 anhand der blockförmigen Flussdichte erläutert.

Eine Blockbreite von 85 % hat Vorteile hinsichtlich der Unterdrückung der fünften und siebten Harmonischen und entspricht der angestrebten Polbedeckung der Magnete. Die Stromamplitude eines blockförmigen Stroms reduziert sich im Vergleich zu einem sinusförmigen Strom auf 80,8 % ($k_{\sin,rect} = 0,808$) bei gleichbleibender Grundwellenamplitude.

Die Differenz zwischen der induzierten Spannung und der Batteriespannung wird benötigt, um über die Stabinduktivität eine Steigung des Stroms zu generieren. Die Steigung und die Form des Stroms kann so gewählt werden, dass der Strom seine Amplitude erreicht, bevor die induzierte Spannung seine Amplitude erreicht. Dies führt dazu, dass die notwendige Spannungsreserve der Batterie auf die Deckung der resistiven Spannungsanteile reduziert wird.

$$U_{R,i,min} = U_{R,max} + 2 \cdot U_{St,i,max} \quad (3.75)$$

Minimale Batteriespannung zur blockförmigen Stromeinprägung

3.3.3. Gleichstromwiderstand der Batteriezellen

Die Batteriezellspannung U_{Cell} bricht unter Last zusammen, da ein Teil der Gesamtbatteriezellspannung U_{OCV} über dem Gleichstrominnenwiderstand $R_{DC,Cell}$ der Batteriezelle abfällt. Der Gleichstrominnenwiderstand ist die Summe aus R_0 und R_D des in der Literatur häufig zu findenden Modells aus Abbildung 3.19. Wird der Gleichstrominnenwiderstand der Batteriezelle nicht im Datenblatt angegeben, kann er aus den Spannungskennlinien angenähert werden.

Nach [34] unterliegt die Impedanz sowie der Widerstand einer Temperaturabhängigkeit. Diese ist in den Kennlinien aus Abbildung 3.19 zu erkennen.

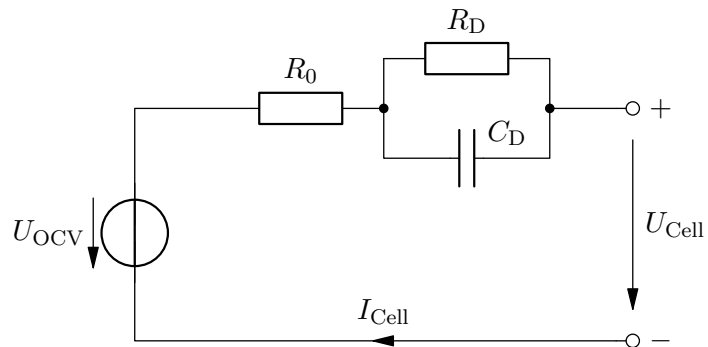


Abbildung 3.19: Ersatzschaltbild Batteriezeile [34]

Der Abstand zwischen den Spannungskennlinien der Entladung mit 0,5 A und 30 A wird in Richtung höherer Temperaturen (Abbildung 3.21 zeigt die Temperatur der Zelle während des Entladestroms $I_{\text{Cell}} = 30 \text{ A}$) geringer.

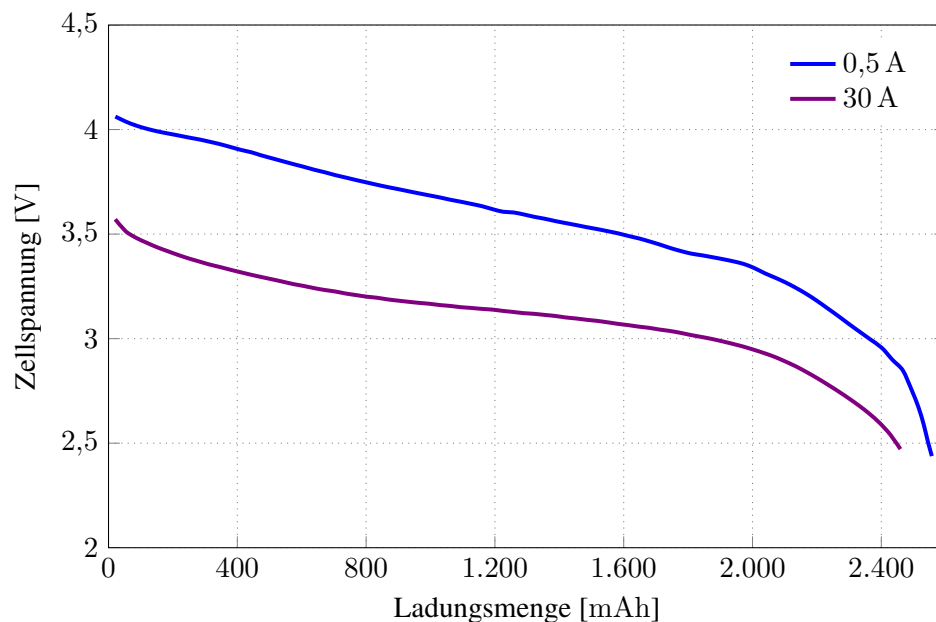


Abbildung 3.20: Spannung der Batteriezeile US18650VTC5A über der Ladungsmenge während der Entladung [31]

Der Innenwiderstand wird aus der Differenz der Spannungen ΔU_{Cell} und der Ströme ΔI_{Cell} der Datenblattkennlinien nach Gleichung 3.76 bestimmt.

$$R_{\text{DC,Cell}} = R_0 + R_D = \frac{\Delta U_{\text{Cell}}}{\Delta I_{\text{Cell}}} \quad (3.76)$$

DC-Batteriezellinnenwiderstand aus Kennlinien

Abbildung 3.22 zeigt die resultierende Widerstandskennlinie über der Temperatur. Der Innenwiderstand im vom Hersteller zugelassenen Bereich bis $T_{\text{Cell,max}} = 60^\circ\text{C}$ [33] liegt zwischen $R_{\text{DC,Cell},35^\circ\text{C}} = 20\text{ m}\Omega$ und $R_{\text{DC,Cell},60^\circ\text{C}} = 17,4\text{ m}\Omega$.

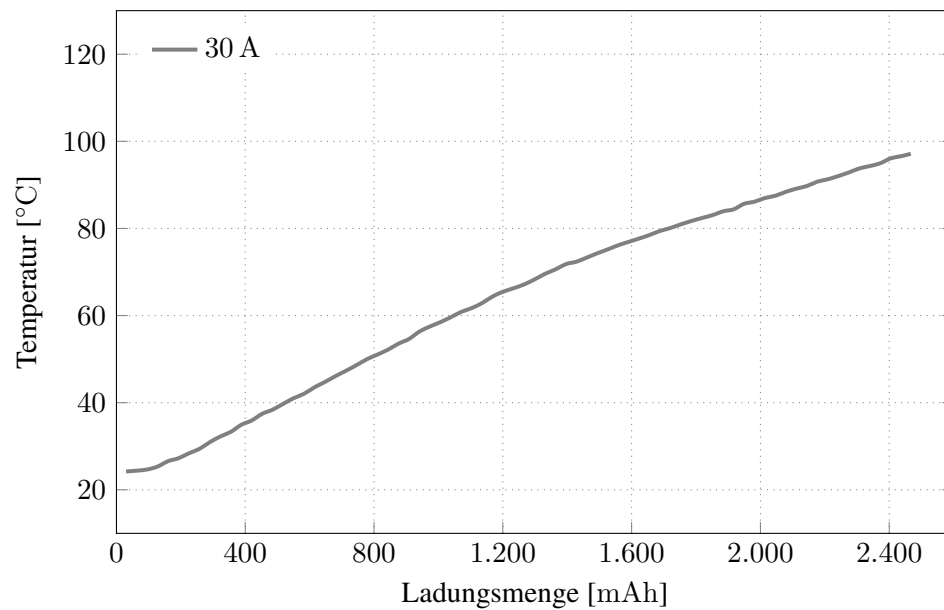


Abbildung 3.21: Temperatur der Batteriezelle US18650VTC5A über der Ladungsmenge während der Entladung [31]

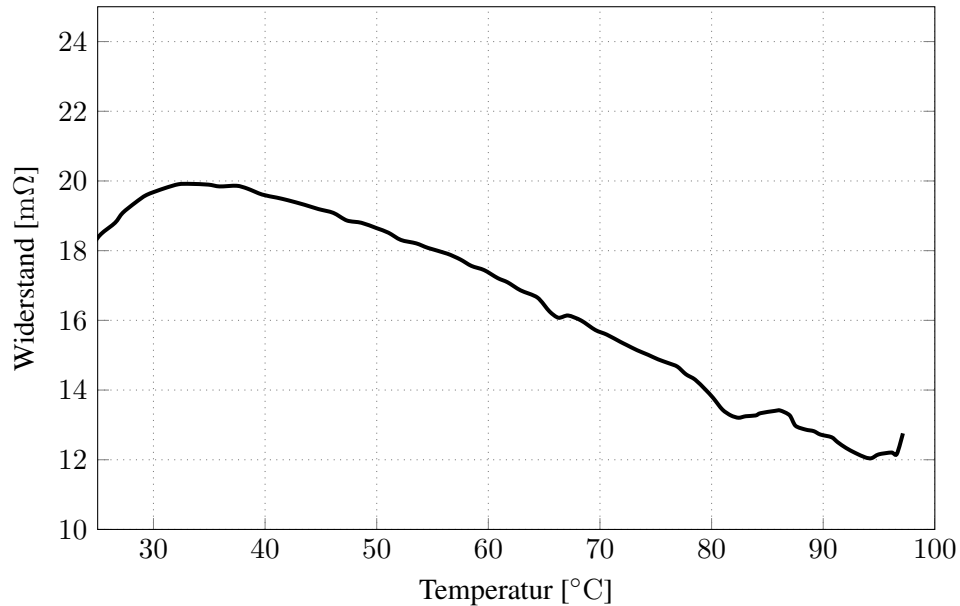


Abbildung 3.22: Temperaturabhängigkeit des DC-Innenwiderstands

3.3.4. Anzahl der Batteriezellen

Die Anzahl der parallel verbundenen Zellen ergibt sich durch unterschiedliche Anforderungen. Soll die Batterie auf Lebensdauer und hohen Wirkungsgrad ausgelegt werden, so wird je Zelle ein möglichst geringer Strom abgefordert und es wird eine hohe Anzahl an Zellen parallel verschaltet. Die gestellte Anforderung hier ist eine hohe Leistungsdichte. Das heißt, bei möglichst kompaktem Bauraum (so wenig Zellen wie möglich), soll die volle Leistung des Antriebs abgerufen werden können.

Um diese zu bestimmen, wird zunächst der Spitzenstrom $I_{\text{bat,max}}$ des Batteriepakets ermittelt. Er wird aus der Leistung des Antriebs P_e , den Verlusten des Motors ($P_{\text{fe}} + P_{\text{I}}$) und der Leistungselektronik P_{S} , der Polzahl p sowie der notwendigen Spannung $U_{\text{bat,rect}}$ nach Gleichung 3.77 bestimmt.

$$I_{\text{bat,max}} = \frac{P_{e,\text{max}} + P_{\text{fe}} + P_{\text{I}} + P_{\text{S}}}{p \cdot U_{\text{bat,rect}}} \quad (3.77)$$

Spitzenbatteriestrom eines Batteriepakets

Zur Bestimmung der Grenzanzahl wird der maximale Spannungsfall über den Gleichstromwiderstand der Batterie anhand des maximalen Batteriestroms $I_{\text{bat,max}}$ und dem Batteriegleichstromwiderstand $R_{\text{DC,bat}}$ bestimmt 3.78.

$$U_{\text{R,bat,max}} = R_{\text{DC,bat}} \cdot I_{\text{bat,max}} \quad (3.78)$$

Maximaler Spannungsfall über dem Gleichstromwiderstand der Batterie

Die minimal notwendige Batteriespannung ist die Summe aus notwendiger Spannung $U_{\text{bat,rect}}$ und dem maximalen Spannungsfall über dem Gleichstromwiderstand der Batterie $U_{\text{R,bat,max}}$ (Gleichung 3.79).

$$U_{\text{bat,min}} = U_{\text{R,bat,max}} + U_{\text{bat,rect}} \quad (3.79)$$

Minimale Batteriespannung

Über die Anzahl der parallelgeschalteten Zellen wird der Gleichstromwiderstand der Batterie und damit der Spannungsfall eingestellt.

3.3.5. Wärmekapazität der Batteriezellen

Die Batteriezellen werden zur Paketierung in Bohrungen eines Aluminiumkörpers geschoben und über beidseitig angebrachte Platinen, die mit Federkontakten zur Kontaktierung bestückt sind, montiert. Der Wärmeabtransport ist bisher sowohl über das Zellgehäuse und den Aluminiumkörper als auch über die Kontakte der Batterie angedacht. Unter dem thermischen Aspekt betrachtet, ist der elektrisch leitende Pfad oft der beste, da er den geringsten Wärmewiderstand aufweist. Da jedoch keine Daten zu thermischen Widerständen vorliegen, wird die Kühlung zunächst vernachlässigt und anstatt dessen die erlaubte Betriebszeit des Antriebs über die Wärmekapazität der Zellen angenähert.

Die Wärmekapazität ist ebenfalls nicht im Datenblatt angegeben. In der Literatur wird bei 18650-Zellen von einer Wärmekapazität zwischen $690 \frac{\text{Ws}}{\text{kg} \cdot \text{K}}$ und $810 \frac{\text{Ws}}{\text{kg} \cdot \text{K}}$ ausgegangen.

Abbildung 3.23 zeigt das temperaturabhängige Verhalten der Wärmekapazität einer Sony US18650G3. Die Wärmekapazität beträgt circa $C_{th} = 35,1 \frac{Ws}{K}$ [32]

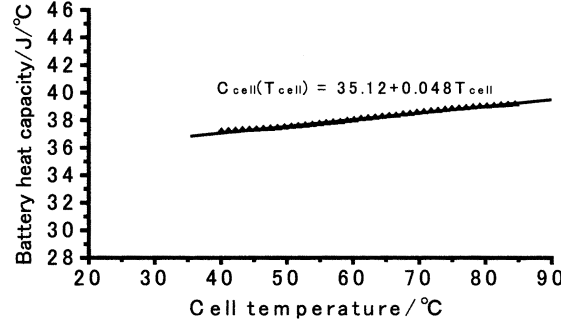


Abbildung 3.23: Temperaturabhängiges Verhalten der Wärmekapazität einer Sony US18650G3 Batteriezelle [32]

3.3.6. Batteriestromerfassung

Der Batteriestrom wird gemessen, indem der Strom der Batterie über eine Stromschiene geführt wird und das resultierende Magnetfeld über der Stromschiene gemessen wird (siehe Abbildung 2.16). Für eine angenäherte Bestimmung der Flussdichte wird der im Kapitel 3.1.12 verwendete Ansatz genutzt. Der Raum, der die Stromschiene umschließt, wird als rechteckiger Luftspalt angenommen, der sich mit dem Faktor acht zum Abstand r erweitert (Gleichung 3.80).

$$B(r) = \frac{\mu_0 \cdot I_{bat,max}}{2 \cdot b_{bus} + 2 \cdot h_{bus} + 8 \cdot r} \quad (3.80)$$

3.4. Kühlung

Elektromotoren mit hoher Leistungsdichte werden üblicherweise mit Wasser oder Öl gekühlt, da diese Flüssigkeiten hohe spezifische Wärmekapazitäten besitzen und in der Lage sind, hohe Energiemengen zu transportieren. Allerdings bergen flüssigkeitsgekühlte Systeme das Risiko von Undichtigkeiten. Da Entwicklungsaufbauten häufig montiert und demontiert werden, steigt die Wahrscheinlichkeit von undichten Stellen im Kühlsystem. Die Kühlung befindet sich traditionell um den Motor, der das Zentrum des „vollintegrierten Kleinspannungstraktionsantriebs“ bildet, und wird von der Leistungselektronik, der Batterie und dem BMS umschlossen. Eine Undichtigkeit kann daher zu Schäden führen. Um eine Flüssigkeitskühlung innerhalb des Antriebs zu vermeiden, werden Wärmerohre (Heatpipes) eingesetzt, die außerhalb des Antriebs die Verlustenergie an einen Wasserkühler weiterleiten.

Das Kühlsystem wird in zwei Kreise aufgeteilt, einen äußeren Wärmerohrkranz, der die Verlustleistung der Batteriezellen transportiert und einen inneren Wärmerohrkranz, der die Verlustleistung des Motors und der Leistungselektronik aus dem System transportiert.

Zunächst wird die Kühlung der Batteriepakete betrachtet. Mangels Angaben zu den Wärmewiderständen der Zellen beschränkt sich diese Betrachtung auf das Zusammenspiel der Verlustleistung $P_{I,bat}$ und der Wärmekapazitäten der Batteriezellen $C_{th,bat}$. Diese werden über die anfallenden Stromwärmeverluste $P_{I,bat}$ innerhalb der Batteriezelle geladen, sodass

über die maximal erwünschte Zelltemperatur $T_{max,bat}$ die Starttemperatur $T_{0,bat}$ und die anfallenden Verluste $P_{I,bat}$, ein Zeitintervall Δt bestimmt werden kann (Gleichung 3.81). Eine mögliche Betrachtung kann zum Beispiel sein, wie lange der Antrieb unter Vollast betrieben werden kann, ohne die Wärmewiderständen der Zellen zu berücksichtigen.

$$\Delta t = \frac{C_{th,bat} \cdot (T_{max,bat} - T_{0,bat})}{P_{I,bat}} \quad (3.81)$$

Temperaturanstieg über Verlustleistung

Nun zur Betrachtung des inneren Wärmerohrkranzes zur Kühlung des Motors und des Inverters. Zum einen ist die Anzahl der zu verwendenden Heatpipes zu bestimmen, zum anderen die Summe der Wärmewiderstände, die sich zwischen der Wasserkühlung und den zu kühlenden Komponenten befinden.

Die notwendige Anzahl der Wärmerohre wird aus dem maximalen Wärmetransportvermögen des Wärmerohrs $P_{pipe,max}$ und der maximalen Verlustleistung des Motors und des Inverters nach Gleichung 3.82 bestimmt.

$$n_{pipe} = \frac{P_{w,max}}{P_{pipe,max}} \quad (3.82)$$

Komponenten mit kritischen Temperaturgrenzen sind die Wicklung, das Magnetmaterial des Rotors und die MOSFETs. Die Magnete des Rotors bestehen zumeist aus NdFeB und werden bei Erreichen einer Grenztemperatur dauerhaft entmagnetisiert. Sie sind in unterschiedlichen Temperaturklassen verfügbar, jedoch steigt der Preis mit der Temperaturbeständigkeit. Kupferlackdraht, der hier, wie bei konventionellen Wicklungen auch, verwendet wird, wird in Isolierstoffklassen eingeteilt. Die Klasse E zum Beispiel widersteht Temperaturen bis 120 °C, es sind Isolierstoffe bis zu 250 °C Verträglichkeit verfügbar. Das Silizium des MOSFETs darf eine Temperatur von $T_{max} = 175$ °C nicht überschreiten.

Abbildung 3.24 zeigt schematisch den betrachteten Wärmefluss in einer Schnittskizze des Antriebs. Abbildung 3.25 zeigt das aus Abbildung 3.24 resultierende thermische Ersatzschaltbild. Die Betrachtung der Kühlung beginnt an der Temperatursenke, dem Kühlwasserwärmetauscher. Zu den Übergangswärmewiderständen zwischen dem Wasser und der Heatpipe $R_{th,Water-Pipe}$ sowie der Heatpipe und dem Motorgehäuse $R_{th,Pipe-Stator}$ existieren keine Erfahrungswerte, daher wurde ein Versuch durchgeführt, der in Kapitel 6.1 näher erläutert wird. Die aus dem Versuch gewonnenen Werte für $R_{th,Water-Pipe} = 200 \frac{K}{kW}$ und $R_{th,Pipe} + R_{th,Pipe-Stator} = 145 \frac{K}{kW}$ für eine Heatpipe werden fortan verwendet. Der gesamte Wärmewiderstand zwischen dem Kühlwasser und dem Motorgehäuse $R_{th,Water-Stator}$ wird nach Gleichung 3.83 bestimmt.

$$R_{th,Water-Stator} = \frac{R_{th,Water-Pipe} + R_{th,Pipe} + R_{th,Pipe-Stator}}{n_{pipe}} \quad (3.83)$$

Wärmewiderstand Kühlwasser bis zum Statoraußendurchmesser

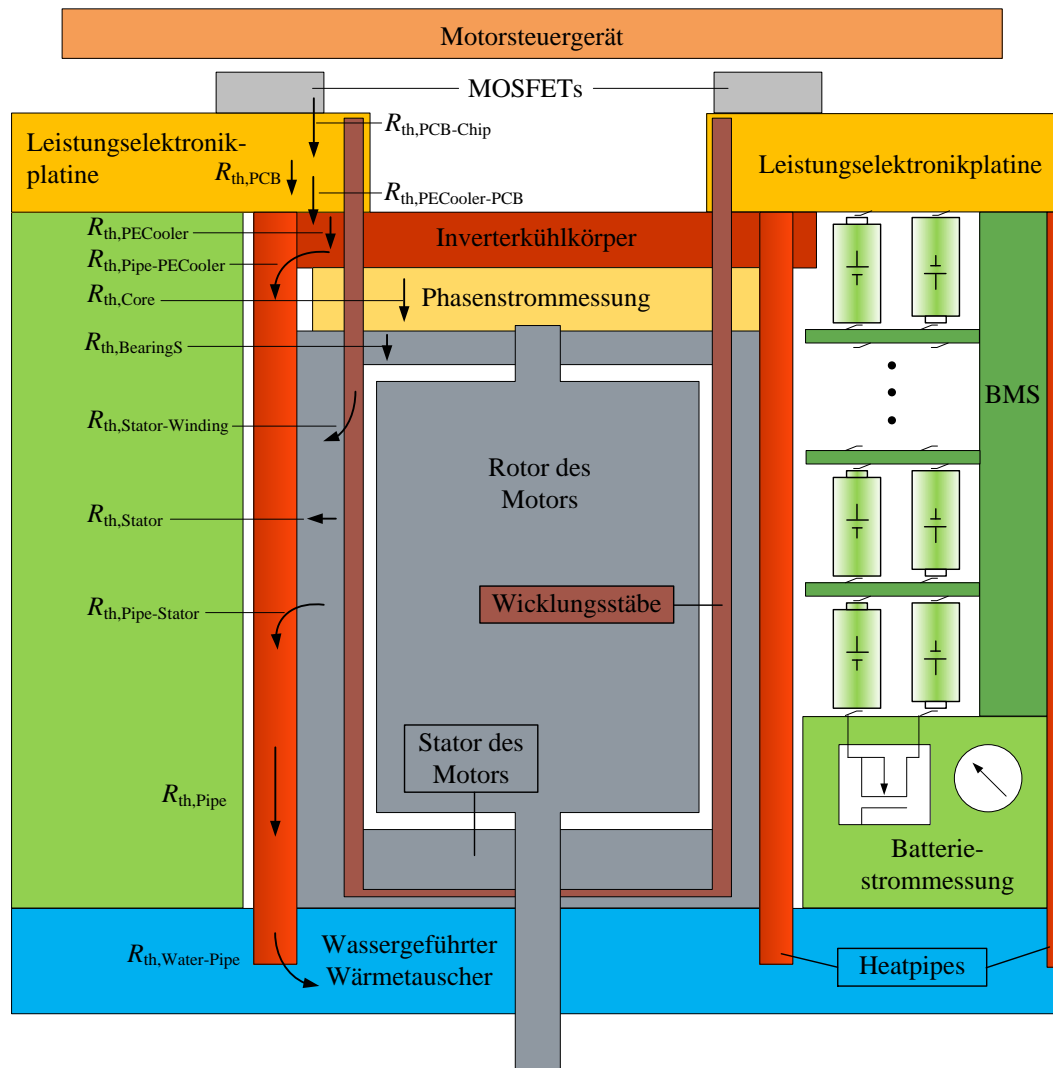


Abbildung 3.24: Wärmewiderstände Motor und Inverter

- $R_{th,Water-Pipe}$ - Übergangswärmewiderstand des Wasserkühlers zu den Wärmerohren
- $R_{th,Pipe}$ - Wärmewiderstand des Wärmerohrs
- $R_{th,Pipe-Stator}$ - Übergangswärmewiderstand zwischen den Wärmerohren und dem Stator des Motors
- $R_{th,Stator}$ - Wärmewiderstand des Motorstators von der Innenbohrungsoberfläche zur äußeren Oberfläche
- $R_{th,Stator-Winding}$ - Übergangswärmewiderstand zwischen dem Wicklungsstab und dem Stator
- $R_{th,Pipe-PECooler}$ - Übergangswärmewiderstand zwischen dem Leistungselektronikkühlkörper und den Wärmerohren

- $R_{th,PECooler,Case}$ - Zusammengefasster Wärmewiderstand aus dem Übergangswiderstand zwischen dem Leistungselektronikkühlkörper und dem Eisenkern der Phasenstrommessung, dem Wärmewiderstand des Eisenkerns der Phasenstrommessung und dem Übergangswiderstand zwischen dem Eisenkern und der Lagerschale des Motorgehäuses.
- $R_{th,PECooler}$ - Wärmewiderstand des Leistungselektronikkühlkörpers
- $R_{th,PECooler-PCB}$ - Wärmeübergangswiderstand zwischen dem Leistungselektronikkühlkörper und der Leistungselektronikplatine
- $R_{th,PCB}$ - Wärmewiderstand der Platine
- $R_{th,PCB-Chip}$ - Wärmeübergangswiderstand der Lotflächen der MOSFETs
- $R_{th,Chip}$ - Wärmewiderstand zwischen der Sperrschicht und dem Gehäuse (junction to case)

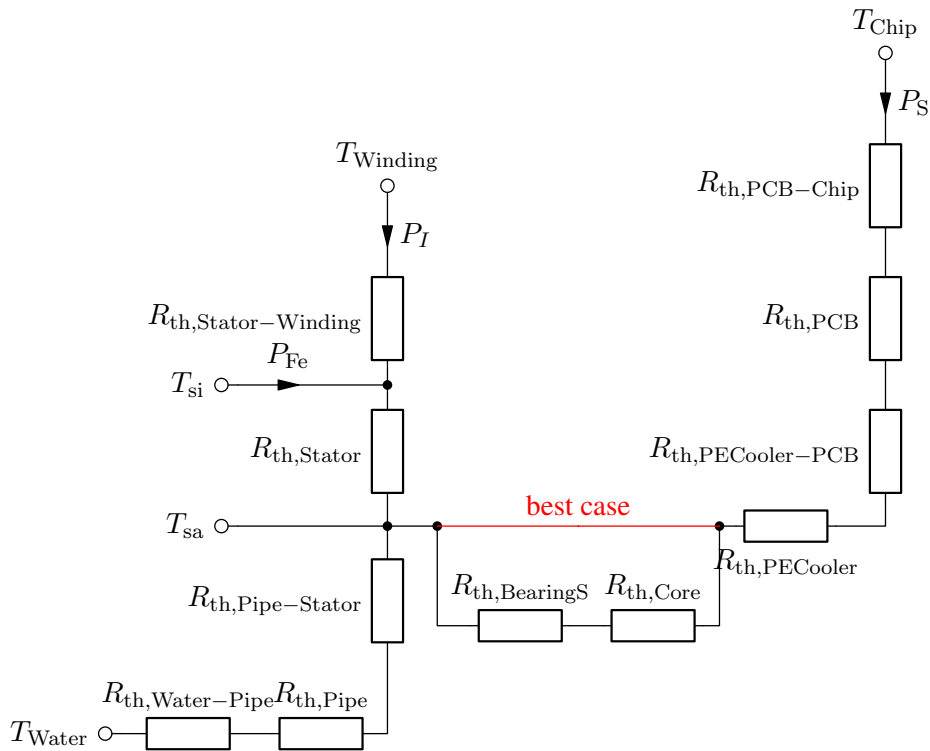


Abbildung 3.25: Wärmewiderstandersatzschaltbild des Motors und der Leistungselektronik

Die Temperatur am Mantel des Motorgehäuses wird nach Gleichung 3.84 bestimmt.

$$T_{sa} = T_{Water} + R_{th,Water-Stator} \cdot (P_{fe} + P_I + P_S) \quad (3.84)$$

Temperatur am Mantel des Motorgehäuses

Zur allgemeinen Bestimmung des Wärmewiderstands eines Körpers gilt Gleichung 3.85.
Der aus Aluminium bestehende Mantel des Motors ist verglichen mit dem Stator sehr dünn

und besitzt mit einem spezifischen Wärmeleitwert von $\lambda_{al} = 160 \frac{W}{m \cdot K}$ verglichen mit dem spezifischen Wärmeleitwert von NO20 $\lambda_{NO20} = 21,56 \frac{W}{m \cdot K}$ eine sehr gute Wärmeleitfähigkeit und wird vernachlässigt. Auch die Nuten, die mit Kupfer gefüllt sind ($\lambda_{cu} = 390 \frac{W}{m \cdot K}$), werden vernachlässigt. Übrig bleibt ein Hohlzylinder, dessen Wärmewiderstand vom Innen- zum Außenradius nach Gleichung 3.86 bestimmt wird.

$$R_{th} = \frac{1}{\lambda_{th}} \cdot \frac{l}{A} \quad (3.85)$$

Wärmewiderstand Allgemein

$$R_{th,Stator} = \frac{1}{\lambda_{th}} \cdot \frac{d_{sa} - d_{si}}{2} \cdot \frac{1}{l_e \cdot d_{si} \cdot \pi} \quad (3.86)$$

Wärmewiderstand Stator

$$T_{si} = T_{sa} + R_{th,Stator} \cdot (P_{fe} + P_I) \quad (3.87)$$

Temperatur am Innenradius des Stators

Die Wicklung ist durch den Isolierlack des Kupferlackdrates und Epoxidharz elektrisch zum Stator isoliert. Die Fläche des Wärmewiderstandskörpers entspricht der Oberfläche des Leiters in der Statornut. Die Wegstrecke der Verlustleistung entspricht dem Spalt zwischen dem Leiter und der Nutwand $d_{iso,St}$. Als spezifischer Wärmeleitwert wird vereinfachend der von Epoxidharz $\lambda_{th,Epoxidharz} = 1,26 \frac{W}{m \cdot K}$ verwendet. Dies ergibt Gleichung 3.88 zur Bestimmung des Wärmewiderstands zwischen den Leitern und dem Stator.

Die Temperatur des Leiters wird nach Gleichung 3.89 ermittelt.

$$R_{th,Stator-Winding} = \frac{1}{\lambda_{th,Epoxidharz}} \cdot \frac{d_{iso,St}}{2 \cdot (h_{St} + b_{St}) \cdot l_e \cdot Q} \quad (3.88)$$

Wärmewiderstand Isolation Wicklung

$$T_{St} = T_{si} + R_{th,Stator-Winding} \cdot P_I \quad (3.89)$$

Temperatur der Motorwicklungsstäbe

Die letzte Unbekannte ist die thermische Anbindung der MOSFETs an das Kühlwasser. Es sind zwei Pfade bis zu den Heatpipes vorhanden: Zunächst wird der Inverterkühlkörper so konzipiert, dass die Heatpipes direkt mit dem Inverterkühlkörper verbunden werden. Der Versuch (Kapitel 6.1) zeigt, dass über eine Klemmung der Heatpipes eine gute thermische Kopplung möglich ist. Jedoch können die Heatpipes in der bisherigen Auslegung nur auf ca. 2 bis 3 cm Länge am Inverterkühlkörper geklemmt werden. Hierzu bestehen keine Erfahrungen, daher wird zusätzlich der alternative Pfad über den Eisenkern der Phasenstrommessung und den Lagerschild zum Motorgehäuse zu den Heatpipes betrachtet. Dies entspricht einer Kühlung ohne Heatpipeanbindung an den Inverterkühlkörper und entspricht aufgrund des höheren Wärmewiderstands dem „worst-case“.

Die MOSFETs werden aus Platzgründen in den allermeisten Fällen über dem Mantel des Motors platziert, sodass hier ein geradliniger Weg der Verlustleistung durch den Inverterkühlkörper über den Eisenkern in das Lagerschild angenommen wird.

Als von der Verlustleistung durchflutete Fläche wird für das Lagerschild, den Eisenkern und

den Kühlkörper die Auflagefläche des Lagerschilds (Gleichung 3.90) auf den Motormantel verwendet. Dies ist voraussichtlich eine schlechtere Annahme als in der Realität, sodass eine Toleranz für nicht betrachtete Übergangswärmewiderstände entsteht.

$$A_{\text{ma,ra}} = \frac{d_{\text{ma}}^2}{2} \cdot \pi - \frac{d_{\text{ra}}^2}{2} \cdot \pi \quad (3.90)$$

Auflagefläche des Lagerschilds auf dem Motormantel

Die Wärmewiderstände des Lagerschilds, des Eisenkerns und des Inverterkühlkörpers bestimmen sich aus den jeweiligen Dicken, den spezifischen Wärmeleitwerten für Aluminium und NO20 sowie der Auflagefläche $A_{\text{ma,ra}}$ nach Gleichung 3.85.

Um die Inverterplatine gegen den Inverterkühlkörper elektrisch zu isolieren, dabei aber einen möglichst geringen zusätzlichen Wärmeübergangswiderstand zu generieren, wird zwischen den Komponenten ein Gappad verwendet. Es gleicht Unebenheiten zwischen dem Dickkupfer und dem FR4 der Platine und dem Kühlkörper aus.

Als vom Wärmestrom durchflutete Fläche wird für das Gappad und das Kupfer der Platine, die Summe der Source-Flächen der MOSFETs genutzt. In der Realität wird auch diese Fläche größer sein, sodass hier ebenfalls eine Toleranz für nicht betrachtete Übergangswärmewiderstände verbleibt.

$$A_{\text{MOSFETs}} = b_{\text{MOSFET}} \cdot d_{\text{MOSFET}} \cdot 2 \cdot Q \quad (3.91)$$

Auflagefläche der MOSFETs

Die dem „best-case“ entsprechende thermischen Anbindung der Heatepipes ist vergleichbar mit dem Versuch zur Motorgehäuseanbindung aus Kapitel 6.1. In diesem Fall wahren, wie in Abbildung 3.25 dargestellt, die Wärmewiderstände des Eisenkerns der Phasenstrommessung und des Lagerschilds kurzgeschlossen. Der tatsächliche Wärmewiderstand wird sich zwischen dem „worst- und best-case“-Szenario befinden. Die Junctiontemperatur wird nach den Gleichungen 3.92 und 3.92 bestimmt.

$$T_{\text{Chip,ws}} = T_{\text{sa}} + (R_{\text{th,BearingS}} + R_{\text{th,Core}} + R_{\text{th,PECooler}} + R_{\text{th,PECooler-PCB}} + R_{\text{th,PCB}} + R_{\text{th,PCB-Chip}}) \cdot P_{\text{S}} \quad (3.92)$$

Junctiontemperatur der MOSFETs „worst-case“

$$T_{\text{Chip,ws}} = T_{\text{sa}} + (R_{\text{th,PECooler}} + R_{\text{th,PECooler-PCB}} + R_{\text{th,PCB}} + R_{\text{th,PCB-Chip}}) \cdot P_{\text{S}}$$

Junctiontemperatur der MOSFETs „best-case“

(3.93)

3.5. Dimensionierung

Durch das Zusammenführen der analytischen Gleichungen entsteht ein Gleichungssystem, in dem die Eigenschaften der Komponenten des „vollintegrierten Kleinspannungstraktionsantriebs“ in Abhängigkeit zueinander stehen. Die Dimensionierung des Antriebs beginnt mit

der Definition der Randbedingungen, dies reduziert zugleich die Anzahl der Variablen. Durch die Variation der verbleibenden Variablen wird anschließend nach einer Dimensionierung mit hoher Leistungsdichte und geringen Verlusten gesucht.

3.5.1. Randbedingungen

Die permanenterregte Synchronmaschine wurde als Motortyp ausgewählt. Hohe Leistungsdichten erlangt dieser durch hohe läufererregte Luftspaltflussdichten. Die läufererregte Luftspaltflussdichte ist abhängig vom verwendeten Elektrobund (dem Eisenkernmaterial) und dem Magnetmaterial sowie der Geometrie der Magnete. Begrenzt wird sie durch die Sättigung des Elektrobunds. Dies ermöglicht bei der Dimensionierung einen konstanten Wert zu verwenden. Hier wird zunächst eine Flussdichtegrundwellenamplitude von $\hat{B}_{\delta,1} = 1,4 \text{ T}$ angenommen (Erfahrungswert). Über anschließenden Simulationen, wird der Wert auf $\hat{B}_{\delta,1} = 1,44 \text{ T}$ erhöht.

Die Batteriespannung wird hier nicht in eine Konstante überführt, dennoch sind ihr in beide Richtungen Grenzen gesetzt. Nach unten begrenzen die Auswahl der MOSFET-Spannungsklassen und die steigenden Stromwärmeverluste die Batteriespannung. Bis herunter zu einer Drain-Source-Sperrspannung von 40 V sind Leistungs-MOSFETS breit vertreten. Unter Verwendung dieser ist eine 22 V-Batterie mit 6 Zellen in Serie denkbar. Die Batterielänge beträgt hierbei 20 cm. Dies ist lediglich eine Einordnung, die ökonomischen Grenzen des Systems gehen je nach Verwendungszweck fließend ineinander über.

Nach oben wird die 60-Volt-SELV-Spannung als Grenze gesetzt. Diese entspricht je nach Zellchemie und Kapazitätsnutzung circa 16 Zellen in Serie. Aus 16 18650-Zellen inklusive Verbindungsplatinen resultiert eine Batterielänge von circa 53 cm.

Weiterhin werden Festlegungen über die Leistung und die Drehzahl getroffen, bei einer Drehzahl von $n = 10\,000 \frac{1}{\text{min}}$ soll spätestens die Leistung von $P_e = 50 \text{ kW}$ erreicht werden.

3.5.2. Variation der Parameter

Die Leistung des Antriebs ist die Summe der Phasenleistungen. Diese sind das Produkt der induzierten Spannungsgrundwelle $U_{i,1}$ und dem in Phase liegenden q-Strom I_q . Die Höhe des Phasenstroms wird durch die MOSFET-Halbbrücke des Inverters begrenzt, die induzierte Spannung des Motors ist an die Spannung der Batterie gebunden. Um das Potenzial der induzierten Spannung des Motors voll auszuschöpfen, wird diese zunächst über die Geometrie und die Drehzahl an die Spannung der Batterie angepasst.

Eine 60-Volt-Batterie mit 16 Zellen in Serie und einer Länge von $l_{\text{Bat}} = 520 \text{ mm}$ ermöglicht eine brutto Eisenlänge des Motors von circa $l_{\text{fe}} = 460 \text{ mm}$. Die Differenz von 60 mm wird für die Lagerschalen, den Wickelkopf (hier der Kurzschlussring), die Phasenstrommessung und den Kühlkörper für die Leistungselektronik benötigt. Beträgt der Bohrungsdurchmesser des Stators $d_{\text{si}} = 120 \text{ mm}$, beträgt die Amplitude der Stabspannung, bei $n = 8400 \frac{1}{\text{min}}$, $\hat{U}_{\text{St}} = 27,6 \text{ V}$. Dies ist ungefähr die Grenzspannung um mit einer 60-Volt-Batterie noch einen sinusförmigen Strom von $I_{\text{St,q}} = 95 \text{ A}$ einzuprägen. Wird dieser q-Strom in 24 Stäbe eingepreßt, entfaltet der Motor eine Leistung von $P_e = 50 \text{ kW}$ (Übersicht Tabelle 3.2).

Die gleiche Leistung kann ein Motor mit einer 37-Volt-Batterie und einer brutto Eisenlänge von $l_{\text{fe}} = 270 \text{ mm}$ erreichen, wenn anstatt 24-, 32-Phasen eingesetzt werden, die mit

$I_{St,q} = 120 \text{ A}$ bestromt werden. Der höhere Strom ist möglich, weil anstatt MOSFETS mit einer Drain-Source-Spannung von 80 V, bei einer 37-Volt-Batterie, MOSFETS mit 60-Volt-Drain-Source-Spannung verwendet werden. Sie besitzen bei gleicher Chip-Fläche einen kleineren Drain-Source-Widerstand. Gleichzeitig verringern sich, durch die geringere Schaltspannung, die Schaltverluste.

Durch die Reduktion der Länge bei gleichen Durchmessern verringert sich das Gewicht und die verbaute Eisen- und Magnetmenge. Das geringere Eisenvolumen, bei vergleichbaren magnetischen Verhältnissen, führt zur Reduktion der Eisenverluste. In der Übersichtstabelle 3.2 sind die "Eisenverluste aus IEM-5-Parameter ohne Fertigungszuschläge" und die "Eisenverluste aus IEM-5-Parameter einer Mustervermessung" zu finden. Die "Eisenverluste aus IEM-5-Parameter ohne Fertigungszuschläge" sind anhand der Daten zum Elektrobänd NO-20 bestimmt worden, die "Eisenverluste aus IEM-5-Parameter einer Mustervermessung" sind anhand von Daten einer Vermessung des ersten Motors, nach dem IEM-5-Parameter-Modell (Kapitel 3.1.13) bestimmt worden.

Eine weitere Möglichkeit Einfluss auf die Eisenverluste zu nehmen, ist die Variation der Frequenz. Wird die Polpaarzahl p halbiert, geschieht dies auch mit der elektrischen und magnetischen Frequenz. Durch die daraus resultierende doppelt so große Polteilung, verdoppelt sich auch der magnetische Fluss, der über das Joch des Stators geführt wird. Bei gleicher maximaler Flussdichte innerhalb des Jochs, steigt dadurch der Jochquerschnitt mit fallender Polpaarzahl.

Durch die höhere Anzahl an Leiterströmen, die den Statorpol bilden, steigt auch die maximale statorerregte Flussdichte, die die Statorzähne durchflutet. Die analytische Bestimmung der Flussdichten ist linear und kennt keine Sättigung. Die Summe aus statorerregter und läufererregter Flussdichte liegt im Zahn außerhalb des linearen Bereichs des Elektrobands und ist voraussichtlich zu hoch. Für diese Auslegung müsste eventuell der Innendurchmesser des Stators erhöht werden oder der Leiterquerschnitt reduziert werden, dies kann über eine Simulation, in der die B-H-Kurve des Magnetbands hinterlegt ist, genauer betrachtet werden. In Summe zeigt sich, dass trotz der Reduzierung der magnetischen Frequenz, die Eisenverluste, durch die wiederum höhere aktiv magnetische Masse, steigen.

Zur Realisierung des Wechselrichters werden MOSFETS im PG-HSOF-8-Package verwendet. Sie werden zwischen der Batterie und der Wicklung des Motors platziert (siehe Kapitel 2.2). Jede Halbbrücke benötigt auf dem Wechselrichter circa 13,5 mm auf dem Radius und 25 mm in der Tiefe zur Platzierung. Kommt auf dem Außendurchmesser des Stators noch 20 mm-Motorgehäuse und thermische Isolierung hinzu, können bei den Motoren mit einem Statoraußendurchmesser von 170 mm, 32 Halbbrücken und bei der Variante mit 200 mm Außendurchmesser, bis zu 39 Halbbrücken platziert werden. Auf der Fläche, die zwischen der Wicklung und der Batterie aufgespannt wird, können bei den Varianten 1 und 3, mehr als die benötigte Anzahl der Halbbrücken platziert werden. Sie besitzen größere Eisenvolumen, höhere Gewichte und geringere Wirkungsgrade als die Variante 2, die als Basis für weitere Betrachtungen dient.

	Variante-1 16-Zellen in Serie (60-Volt-Batterie) 4-Polpaare	Variante-2 10-Zellen in Serie (37-Volt-Batterie) 4-Polpaare	Variante-3 10-Zellen in Serie (37-Volt-Batterie) 2-Polpaare
Leistung P_e	50 kW		
Drehzahl n	8400 $\frac{1}{\text{min}}$		
Statorinnendurchmesser d_{si}	120 mm		
Amplitude der Flussdichtegrundwellen $\hat{B}_{\delta,1}$	1,44 T		
Statoraußendurchmesser d_{sa}	170 mm		200 mm
Polpaarzahl p	4		2
Platzierbare Halbbrückenanzahl	32		39
Elektrische Frequenz f	560 Hz		280 Hz
Phasen- oder Nutzahl Q	24	32	
Batterielänge	520 mm	330 mm	
Brutto Eisenlänge l_{fe}	460 mm	270 mm	
Amplitude Phasenspannung \hat{U}_{St}	26,4 V	15,3 V	
Minimale Batteriespannung zur sinusförmigen Einprägung des Stroms $U_{\text{Bat,min}}$	57,2 V	34 V	
Minimale Batteriespannung zur blockförmigen Einprägung des Stroms $U_{\text{Bat,min}}$	53,1 V	31 V	
Phasenstrom $I_{\text{St,q}}$	95 A	120 A	
Stromwärmeverluste der Motorwicklung P_I	146 W	185 W	
Leistungselektronikverluste $P_{\text{v,(ges)}}$	515 W	671 W	
Eisenverluste aus IEM-5-Parameter ohne Fertigungszuschläge P_{fe}	1,6 kW	1,1 kW	1,3 kW
Eisenverluste aus IEM-5-Parameter einer Messung P_{fe}	4,2 kW	3,5 kW	4,9 kW
Verlustleistung P_{ges} (ohne Batterieverluste)	4,9 kW	4,5 kW	5,8 kW
Wirkungsgrad η (ohne Batterieverluste)	91 %	92 %	90 %

Tabelle 3.2: Varianten der Antriebsauslegungen: Datenübersicht der Batterie, des Pulswechselrichters und des Motors

Gewicht des Eisenkreises M_{fe}	77 kg	45 kg	63 kg
--------------------------------------	-------	-------	-------

Tabelle 3.2: Varianten der Antriebsauslegungen: Datenübersicht der Batterie, des Pulswechselrichters und des Motors

	Variante-1 16-Zellen in Serie (60-Volt-Batterie) 4-Polpaare	Variante-2 10-Zellen in Serie (37-Volt-Batterie) 4-Polpaare	Variante-3 10-Zellen in Serie (37-Volt-Batterie) 2-Polpaare
Polteilung τ_p	47,1 mm		94,2 mm
Nutteilung τ_Q	15,7 mm	11,8 mm	
Nutbreite b_Q	2,4 mm		
Nuthöhe h_Q	8,2 mm		
Amplitude der läufererreg- ten Flussdichte im Stator- zahn $\hat{B}_{r,Z}$	1,44 T		1,44 T
Amplitude der statorerreg- ten Flussdichte im Stator- zahn $\hat{B}_{s,Z}$	0,24 T		0,62 T
Amplitude der Flussdichte im Statorzahn \hat{B}_Z	1,68 T		2,02 T
Amplitude der läufererreg- ten Flussdichte im Joch $\hat{B}_{r,J}$	1,36 T		1,44 T
Amplitude der statorerreg- ten Flussdichte im Joch $\hat{B}_{s,J}$	0,24 T		0,49 T
Amplitude der Flussdichte im Joch $\hat{B}_{s,J}$	1,36 T		1,44 T
Stabinduktivität in q-Richtung L_q	5,4 μ H	3,1 μ H	6,3 μ H
Stabinduktivität in d-Richtung L_d	2,9 μ H	1,7 μ H	2,4 μ H
Schrägungsstaffelung K	15		
Staffelschrägungsfaktor $k_{K,\mu}$	0,974		0,994

Tabelle 3.3: Varianten der Antriebsauslegungen: Der Motor

	Variante-1 16-Zellen in Serie (60-Volt-Batterie) 4-Polpaare	Variante-2 10-Zellen in Serie (37-Volt-Batterie) 4-Polpaare	Variante-3 10-Zellen in Serie (37-Volt-Batterie) 2-Polpaare
MOSFET	IPT010N08NM5		
Batteriespannung U_{bat}	60 V	37 V	
Schaltfrequenz f_{s}	100 kHz		
Induktivität des Kommutierungskreises L_{σ}	16 nH		
DC-Äquivalent zum sinusförmigen Drain-Strom $I_{\text{D,DC}}$	43 A	54 A	
Positive Gatetreiberspannung U_{DR}	12 V		
Negative Gatetreiberspannung $U_{\text{DR,n}}$	−5 V		
Externer Gatewiderstand $R_{\text{G,ext}}$	0 Ω		
Stromanstiegszeit t_{ri}	11,3 ns	23,2 ns	
Einschalt-Gate-Strom während des Miller-Plateaus $I_{\text{G,on,Plateau}}$	5,7 A	5 A	
Spannungsfallzeit t_{fu}	6,6 ns	7,8 ns	
Spannung über Kommutierungskreisinduktivität $U_{\text{L}\sigma}$	60 V	37 V	
Einschaltverlustenergie $E_{\text{s(on)}}$	0	0	
Ausschalt-Gate-Strom während des Miller-Plateaus $I_{\text{G,off,Plateau}}$	−5 A	−4,4 A	
Spannungsanstiegszeit t_{ru}	7,4 ns	8,8 ns	
Stromfallzeit t_{fi}	26,1 ns	29,6 ns	
Abschaltverlustenergie $E_{\text{s(off)}}$	57 μJ	61 μJ	
MOSFET interne Verlustenergie bei der Umladung der Gate-Kapazität $E_{\text{s,RG}}$	1,7 μJ	2,3 μJ	
Schaltverlustleistung pro MOSFET P_{s}	10,7 W	11,9 W	
Hallsensor	MLX91209CA		
Messbereich des Hallsensors	±45 T		

Tabelle 3.4: Varianten der Antriebsauslegungen: Der Pulswechselrichter

Luftspaltbreite der Phasenstrommessung mit +15 % Toleranz für B_Q	4,3 mm	5,5 mm	
Fehlerfallersatzinduktivität der Wicklung L'	3,5 μH	2 μH	2,5 μH
Fehlerfallspannung über der Ersatzinduktivität $U_{L'}$	86,4 V	52,3 V	
Minimale Samplefrequenz f_{sample}	63 kHz	51 kHz	45 kHz

Tabelle 3.4: Varianten der Antriebsauslegungen: Der Pulswechselrichter

	Variante-1 16-Zellen in Serie (60-Volt-Batterie) 4-Polpaare	Variante-2 10-Zellen in Serie (37-Volt-Batterie) 4-Polpaare	Variante-3 10-Zellen in Serie (37-Volt-Batterie) 2-Polpaare
Zelltyp	US18650VTC5A		
Gleichstromwiderstand der Batteriezelle bei 35 °C $R_{\text{DC,Cell,35 °C}}$	20 m Ω		
Zellen in Serie	16	10	
Spitzenbatteriestrom eines Pakets $I_{\text{bat,max}}$	258 A	439 A	900 A
Zellen parallel pro Leistungsteil	12	19	38
Spitzenstrom der Batteriezelle $I_{\text{bat,max}}$	21,5 A	23,1 A	23,7 A
Minimale Batteriespannung bei 35 °C $U_{\text{bat,min}}$	54,9 V	35,6 V	35,7 V
SOC bei Erreichen der Batteriespannungsgrenze	55 %	35 %	37 %
Zellen Anzahl	768	760	
Energiegehalt der Batterie	6,9 kW h	6,8 kW h	

Tabelle 3.5: Varianten der Antriebsauslegungen: Die Batterie

	Variante-1 16-Zellen in Serie (60-Volt-Batterie) 4-Polpaare	Variante-2 10-Zellen in Serie (37-Volt-Batterie) 4-Polpaare	Variante-3 10-Zellen in Serie (37-Volt-Batterie) 2-Polpaare
Notwendige Anzahl der inneren Wärmerohre	70	64	84

Tabelle 3.6: Varianten der Antriebsauslegungen: Die Kühlung

Übergangswärmewiderstand des Wasserkühlers zu einem Wärmerohr $1 \cdot R_{th,Water-Pipe}$	$200 \frac{K}{kW}$		
Übergangswärmewiderstand des Wasserkühlers zu den Wärmerohren $R_{th,Water-Pipe}$	$2,9 \frac{K}{kW}$	$3,1 \frac{K}{kW}$	$2,4 \frac{K}{kW}$
Summe der Wärmewiderstände $1 \cdot (R_{th,Pipe} + R_{Pipe-Stator})$ einer Heatpipe	$145 \frac{K}{kW}$		
Summe der Wärmewiderstände $R_{th,Pipe} + R_{Pipe-Stator}$	$2,1 \frac{K}{kW}$	$2,3 \frac{K}{kW}$	$1,7 \frac{K}{kW}$
Wärmewiderstand des Motorstators von innen nach außen $R_{th,Stator}$	$6,7 \frac{K}{kW}$	$11,4 \frac{K}{kW}$	$18,3 \frac{K}{kW}$
Übergangswärmewiderstand zwischen dem Wicklungsstab und dem Stator $R_{th,Stator-Winding}$	$0,8 \frac{K}{kW}$	$1 \frac{K}{kW}$	$1 \frac{K}{kW}$
Auflagefläche des Lagerschilds A_{LS-M}	5655 mm^2		6597 mm^2
Wärmewiderstand des Lagerschilds A_{LS-M}	$11,1 \frac{K}{kW}$		$9,5 \frac{K}{kW}$
Wärmewiderstand des Eisenkerns der Phasenstrommessung $R_{th,Core}$	$82 \frac{K}{kW}$		$70 \frac{K}{kW}$
Wärmewiderstand des Eisenkerns des Leistungselektronikkühlkörpers $R_{th,PECooler}$	$11,1 \frac{K}{kW}$		$7,6 \frac{K}{kW}$
Wärmeleitfläche der MOSFETs $A_{MOSFETs}$	2358 mm^2	3144 mm^2	
Wärmewiderstand der Gappads $R_{th,PECooler-PCB}$	$39,5 \frac{K}{kW}$	$26,9 \frac{K}{kW}$	
Wärmewiderstand der Platinen $R_{th,PCB}$	$6,4 \frac{K}{kW}$	$4,9 \frac{K}{kW}$	
Wärmewiderstand zwischen den Platinen und den MOSFETs $R_{th,PCB-CHIP}$	$8,3 \frac{K}{kW}$	$6,3 \frac{K}{kW}$	

Tabelle 3.6: Varianten der Antriebsauslegungen: Die Kühlung

Kühlwassertemperatur	25 °C		
Statortemperatur außen (Motormantel) T_{sa}	49 °C	49 °C	48,9 °C
Statortemperatur innen (Bohrung) T_{si}	81,3 °C	99,9 °C	155,6 °C
Leitertemperatur T_{St}	81,4 °C	100,1 °C	155,8 °C
Junctiontemperatur MOSFET „worst-case“ $T_{Chip,wc}$	129,7 °C	157,5 °C	141,3 °C
Junctiontemperatur MOS- FET „best-case“ $T_{Chip,bc}$	82,7 °C	88,8 °C	84,3 °C

Tabelle 3.6: Varianten der Antriebsauslegungen: Die Kühlung

4. Simulation

Der analytischen Grobdimensionierung folgt die Feindimensionierung, aus der Maße und Layouts hervorgehen. Die Art der Simulation richtet sich nach der Komponente. Während magnetische Probleme, wie der Magnetkreis des Motors oder die Feldführung der Strommessungen, in FEM-Simulationen analysiert werden, wird das Schaltverhalten der MOSFETs in einer Spice-Simulation und die Stromregelung in eine numerische Simulation überführt.

4.1. Simulation des magnetischen Kreises

Die Simulation des magnetischen Kreises wird mit der Software Ansys Maxwell, die auf der finiten Elemente Methode basiert, durchgeführt. Zur Reduktion des Rechenaufwands wird ein Pol zweidimensional simuliert und durch die Software auf das Gesamtsystem hochgerechnet.

4.1.1. Flussdichte

In der analytischen Auslegung wurde eine Luftspaltflussdichtegrundwelle des Rotors von $\hat{B}_{\delta 1} = 1,4 \text{ T}$ vorausgesetzt (Kapitel 3.1.7), gleichzeitig wurden die Maße des Stators sowie das Material für den Stator festgelegt.

Aufgrund der hohen angestrebten Drehzahlen wird eine Bandagierung des Rotors vorgesehen. In Kombination mit der brutto Eisenlänge l_{Fe} empfiehlt der Motorenhersteller einen Luftspalt von $\delta = 1 \text{ mm}$. Zur Erreichung der gewünschten Luftspaltflussdichtegrundwelle, wird mit den Materialien des Rotors und den Magnetbreiten und Längen der eingebetteten Magnete (in Abbildung 4.1 dargestellt), des in Kapitel 3.5 festgelegten Rotortyps variiert. Die Magnetposition am Außenradius des Rotors ist durch den Polbedeckungsfaktor $\alpha_e \approx 0,85$ (Kapitel 3.1.4) festgelegt.

Bei einer Magnetbreite $b_M = 31 \text{ mm}$ und einer Magnethöhe $h_M = 3,5 \text{ mm}$, in Kombination mit der Blechqualität M330-35 wird eine Luftspaltflussdichtegrundwelle von $\hat{B}_{\delta 1} = 1,44 \text{ T}$ erreicht.

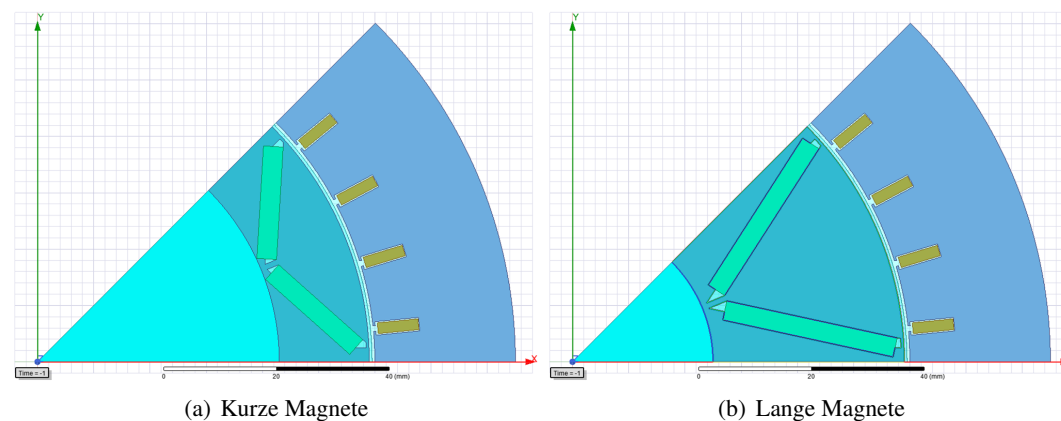


Abbildung 4.1: Variation der Magnete

Im Rotor herrschen lediglich parasitäre Wechselfelder, daher kann das nicht für hohe Frequenzen optimiertes Blech M330-35 verwendet werden. Es besitzt eine etwas steilere B/H-Kennlinie als das NO20 und hat entsprechend eine höhere Permeabilität im gewünschten Bereich bei

günstigeren Fertigungspreisen. Als vom Motorhersteller verfügbares, geeignetes Magnetmaterial wird NdFeB 44 verwendet.

Zur Bestimmung der Flussdichtegrundwelle $\hat{B}_{\delta 1}$ wird die Flussdichte mittig des Luftspalts aus der Simulation aus Abbildung 4.1 ermittelt. Die Fast Fourier Transformation (FFT) der Software Ansys Maxwell benötigt eine vollständige Periode. Hierzu werden die invertierten Werte angefügt und ergeben den Verlauf der Abbildung 4.2.

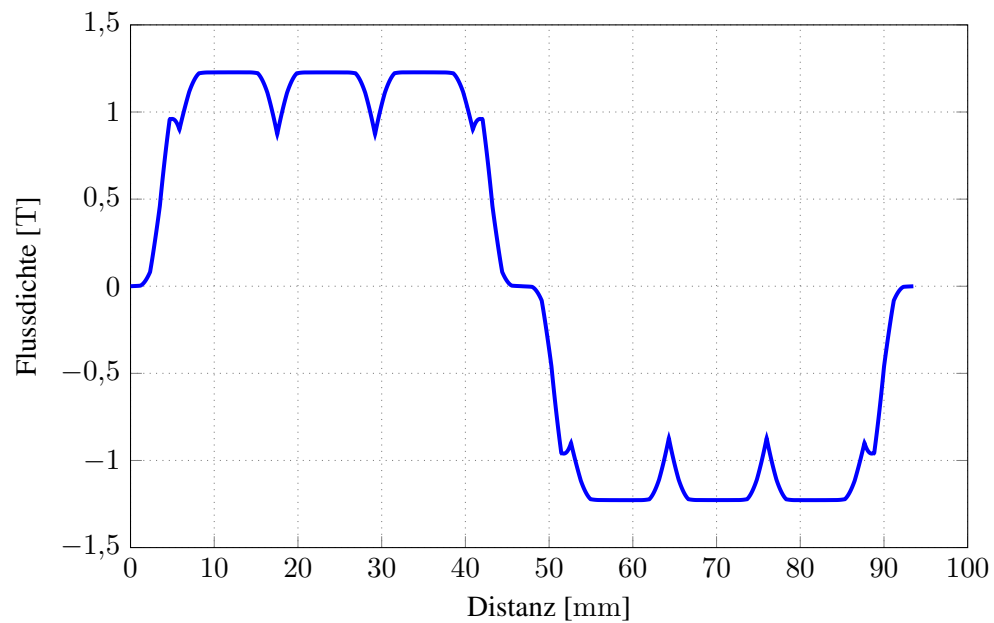


Abbildung 4.2: Luftspaltflussdichte

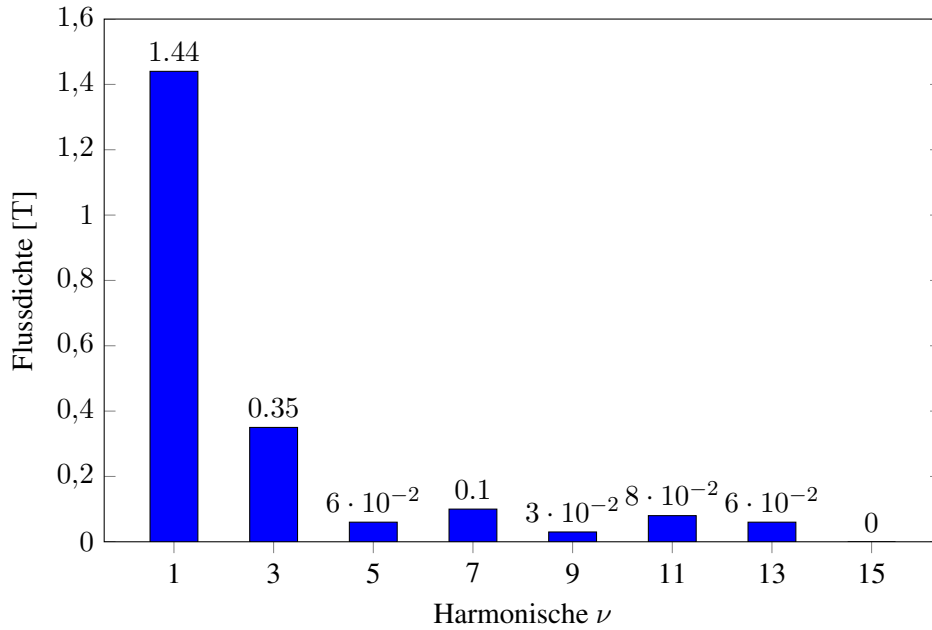


Abbildung 4.3: Harmonische der Luftspaltflussdichte

Abbildung 4.3 zeigt die Harmonischen der Luftspaltflussdichte. Die Grundwelle besitzt $\hat{B}_1 = 1,44 \text{ T}$.

Wie zuvor in der analytischen Betrachtung werden nun die Flussdichten innerhalb des Stators betrachtet. Abbildung 4.4 zeigt den Rotor und den Stator in der Position der maximalen Flussdichten bei nicht bestromten Stäben. Abbildung 4.5 zeigt den Rotor und den Stator mit einem Stabstrom von $I = 120 \text{ A}$. Die maximale Flussdichte im Joch beträgt $\hat{B}_J = 1,43 \text{ T}$ ist jedoch nicht konstant über die Breite des Jochs. Die Feldlinien streben den Verlauf des geringsten Energieaufwands an. Bei gleichbleibender Permeabilität des Blechs ist dieses der kürzeste Weg durch das Joch am Rand der Nut vorbei. Der Mittelwert der Flussdichte im Joch hinter der Nut, bei nicht bestromten Stäben, entlang einer nutteilenden Linie (siehe Abbildung 4.4), ist $B_{J,\text{FEM},0\text{ A}} = 1,36 \text{ T}$. Bei einem Stabstrom von $I = 120 \text{ A}$ wird er auf $B_{J,\text{FEM},120\text{ A}} = 1,34 \text{ T}$ reduziert. Die analytische Betrachtung ergibt eine Flussdichte von $B_{J,\text{analyse}} = 1,36 \text{ T}$ und weicht somit nicht von der Simulation ab. Unter Last entsteht, durch die Vernachlässigung des statorerregten Flusses, eine Differenz von 1,5 %.

Die maximale Flussdichte im Statorzahn beträgt nicht bestromt $\hat{B}_{Z,\text{FEM},0\text{ A}} = 2,1 \text{ T}$. Der Mittelwert über die Zahnbreite beträgt auf Höhe des Innendurchmessers $B_{Z,\text{FEM},0\text{ A}} = 1,49 \text{ T}$, während die Analyse eine Flussdichte von $B_{Z,\text{analyse},0\text{ A}} = 1,44 \text{ T}$ ergibt. In Abbildung 4.4 ist der Grund der hohen maximalen Flussdichte sowie die erhöhte mittlere Zahnflussdichte erkennbar. Durch die Verengung der Nut am Innenradius des Stators entsteht ein Streufluss, der zu erhöhten Flussdichten an den Blechkanten führt und eine Abweichung von 3,4 % zwischen Analyse und Simulation verursacht.

Wird nun der Stator bestromt, steigt die maximale Flussdichte auf $\hat{B}_{Z,\text{FEM},120\text{ A}} = 2,16 \text{ T}$ und der Mittelwert auf $B_{Z,\text{FEM},120\text{ A},60\text{ mm}} = 1,57 \text{ T}$. Dieses entspricht einer Erhöhung um

$\Delta B_{\text{FEM}} = 80 \text{ mT}$ und weicht stark von der analytisch ermittelte Differenz $B_{s,z} = 242 \text{ mT}$ ab. Diese starke Abweichung ist auf das bereits sättigende Material in der Zahnspitze zurückzuführen: Zwei Nuten weiter zeigt der statorerregte Fluss in die entgegengesetzte Richtung und wird vom rotorerregten Fluss abgezogen. Die Differenz hier beträgt $\Delta B_{\text{FEM}} = 210 \text{ mT}$ und weicht noch um 15 % ab.

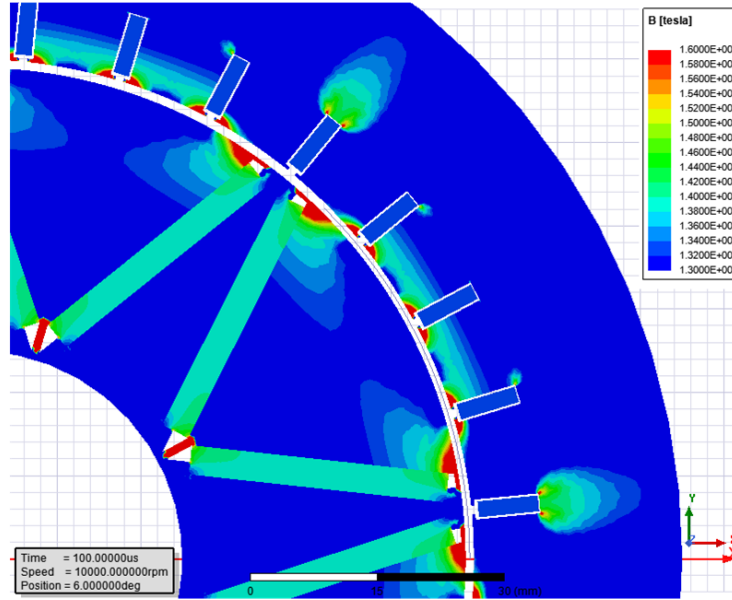


Abbildung 4.4: Flussdichte bei einem Phasenstrom $I = 0 \text{ A}$

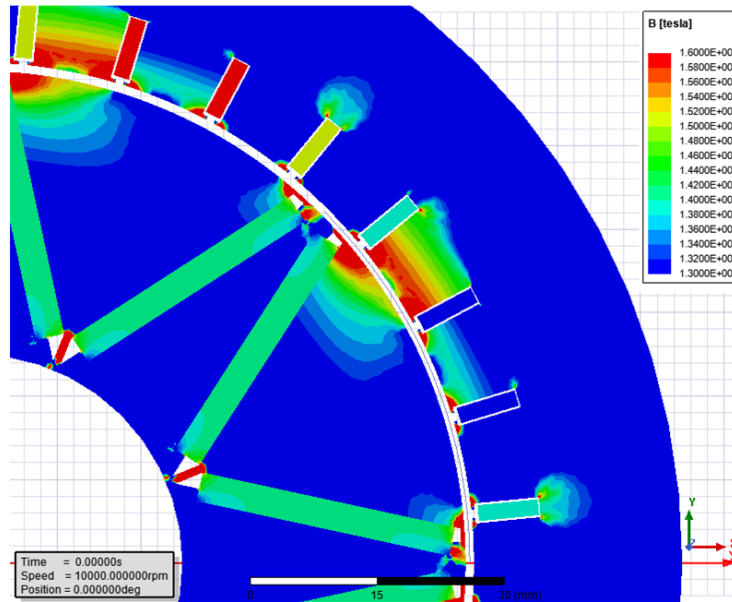


Abbildung 4.5: Flussdichte bei einem Phasenstrom $I = 120 \text{ A}$

4.1.2. Simulation der induzierten Spannung

In Abbildung 4.6 dargestellt ist eine Periode der Spannung über zwei Stäbe mit dem Abstand einer Polteilung τ_p bei $N = 10\,000 \frac{1}{\text{min}}$. Der blaue Graph ist der Spannungsverlauf ohne eine Schrägung des Stators oder Rotors. Rot dargestellt ist die tabellarisch bestimmte Periode mit einer fünfzehnstufigen Schrägung des Rotors. Die Dachspannung des Trapezes des geschrägten Rotors beträgt $\hat{U}_{\text{coil}} = 36,9 \text{ V}$ und überschreitet die analytisch ermittelte Spannung $\hat{U}_{\text{coil}} = 2 \cdot \hat{U}_{\text{St},i} = 36,5 \text{ V}$ um 1 % und ist auf die Abweichung von der Rechteckform der rotorregten Luftspaltluftdichte zurückzuführen.

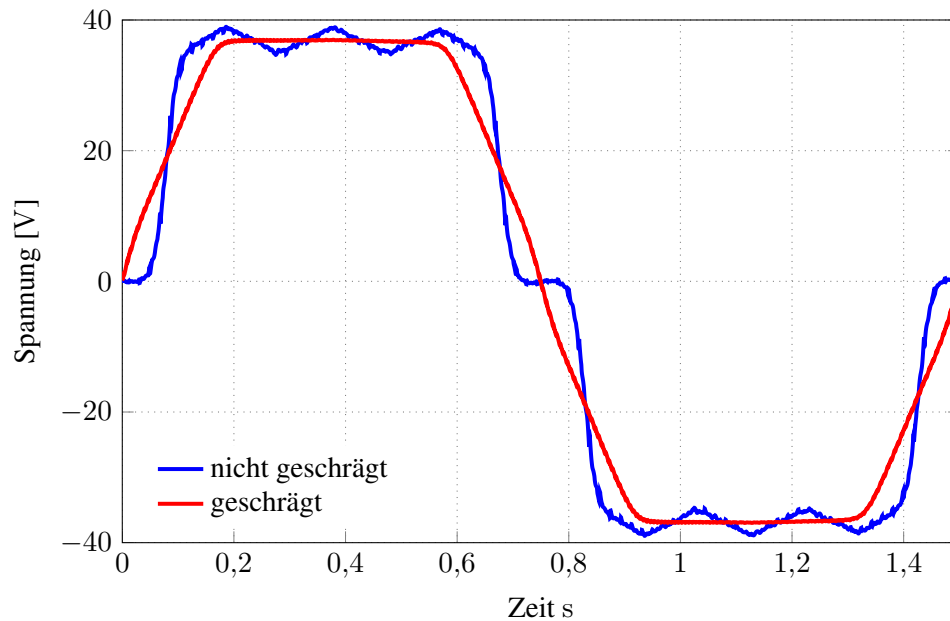


Abbildung 4.6: Induzierte Spannung ohne und mit gestaffelt geschrägtem Rotor bei $10000 \frac{1}{\text{min}}$

Zur Bestimmung der Auswirkung einer Schrägung auf die induzierte Spannung werden beide Spannungsverläufe in ihre Harmonischen zerlegt. Abbildung 4.7 zeigt eine Reduktion der Grundwelle um 2,7 %. Die in Kapitel 3.1.6 bestimmte Reduktion liegt bei 2,5 %. Die dritte Harmonische ist um 21 % reduziert und alle folgenden Harmonischen gehen gegen Null.

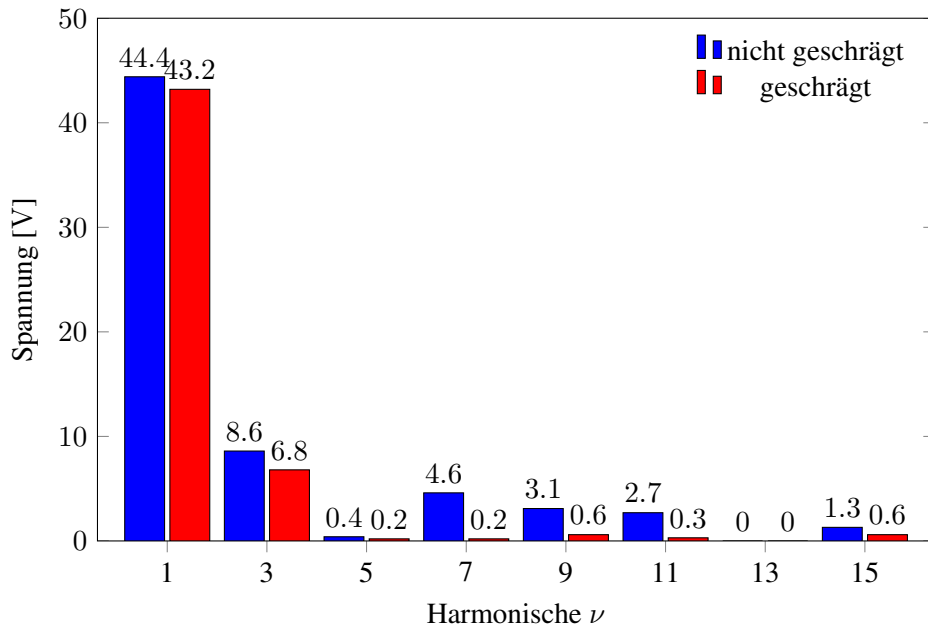


Abbildung 4.7: Harmonische der induzierten Spannung mit und ohne Schrägung

4.1.3. Drehmoment

Eine nicht geschrägte Synchronmaschine besitzt durch unterschiedliche Reluktanzen der Nut und des Zahns des Stators Rastkräfte. Abbildung 4.8 zeigt den Verlauf des Drehmomentes ohne Bestromung der Käfigwicklung. In Blau dargestellt ist der Drehmomentrippel ohne implementierte Schrägung. Der Drehmomentrippel beträgt von Spitze zu Spitze $M_{ss} = 12 \text{ Nm}$. Das elektromagnetische Zieldrehmoment der Maschine beträgt $M_e = 57 \text{ Nm}$, der Momentrippel würde 21 % davon entsprechen und es würden 10,5 % des Antriebsmoments benötigt, um den Motor anlaufen zu lassen.

Wird der Stator oder Rotor kontinuierlich oder gestaffelt um eine Nutteilung $B_{sk} = \tau_Q$ geschrägt, sorgt dies für eine Mittlung der Reluktanz über die Länge des Motors, sodass die Rastkräfte minimiert werden. Fertigungstechnisch ist eine gestaffelte Schrägung des Rotors zuverlässig zu implementieren.

Um den Aufwand der 3D-Simulation zu vermeiden, wird die Unterdrückung der Nutrastkräfte tabellarisch ermittelt. Betrachtet wird eine gestaffelte Schrägung mit $K = 15$ und $K = 20$ Stufen. Die Schrittweite der 2D-Simulation wird dazu auf die Staffelung angepasst. Die Periodendauer einer Nutschwingung beträgt $T_{Q,10\,000 \frac{1}{\text{min}}} = 187,5 \mu\text{s}$. Die Schrittweite für $K = 15$ entspricht $t_{Q,k=15} = 12,5 \mu\text{s}$ und für $K = 20$ entspricht $t_{Q,k=20} = 9,375 \mu\text{s}$. Die Schrittweite der Simulation wird auf $t = 5 \text{ ns}$ eingestellt. Ein Wert des um $K = 15$ geschrägten Rotors ist der Mittelwert der Summe aus fünfzehn Werten des Abstandes $\frac{t_{Q,k=15}}{t}$. Wie in Abbildung 4.8 dargestellt, wird das Rastmoment der Nut bei einer fünfzehnfachen sowie bei einer zwanzigfachen Staffelung stark reduziert. Der Rippel bei einer zwanzigfachen Staffelung beträgt $M_{ss} = 0,08 \text{ Nm}$, der einer fünfzehnfachen Staffelung beträgt $M_{ss} = 0,1 \text{ Nm}$. Der Unterschied ist sehr gering.

Zur Bestimmung des Drehmoments werden die Stäbe mit sinusförmigen Strömen, die jeweils einem Phasenversatz $\phi = 45^\circ$ zueinander aufweisen, beaufschlagt. Das mittlere Drehmoment

ohne Berücksichtigung der Schrägung beträgt $M_e = 57,9 \text{ Nm}$.

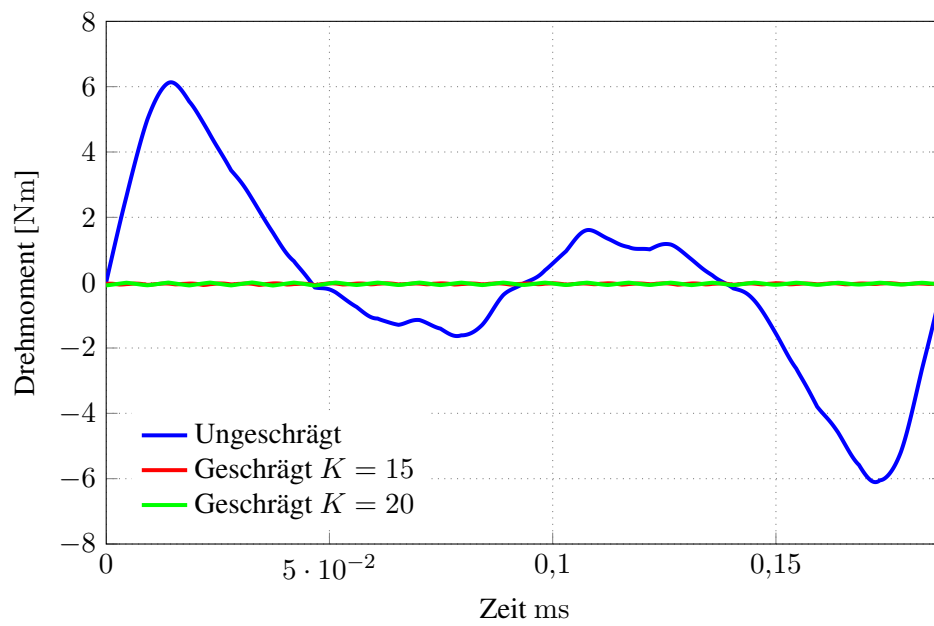


Abbildung 4.8: Rastmoment geschrägt und ungeschrägt

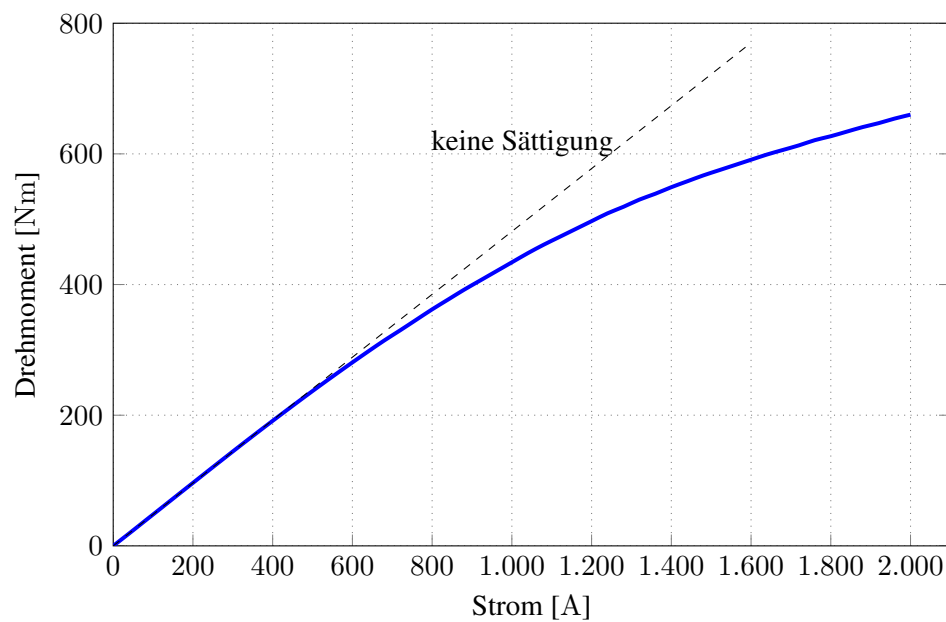


Abbildung 4.9: Drehmoment bis 2000 A Phasenstrom

Zur Simulation dieser, wird der Polradwinkel um eine Nutteilung in fünfzehn Schritten variiert und die Summe der mittleren Drehmomente gebildet. Das Drehmoment beträgt geschrägt

$M_e = 57,66 \text{ Nm}$. Die Reduktion des Drehmoments fällt mit 0,4 % geringer aus, als sie analytisch mit 2,5 % bestimmt wurde.

Zur Bestimmung des Sättigungsstroms wird der Phasenstrom der Simulation weiter erhöht. Abbildung 4.9 zeigt, dass bei circa 450 A Phasenstrom eine Sättigung eintritt und das Drehmoment nicht mehr linear zum Strom steigt.

4.1.4. Induktivitäten

Zur Bestimmung der Induktivitäten L_d und L_q wird der Rotor in die entsprechende Position gestellt (siehe Abbildungen 4.10 und 4.11) und der Stab in q- oder d-Richtung mit einer Gleichspannung $U = 200 \text{ mV}$ beaufschlagt. Der Widerstand der Stäbe wird zu $R_{St} = 0,1 \text{ f}\Omega$ gesetzt und in der Berechnung vernachlässigt.

Nach 1,5 ms ist der Strom in d-Richtung von $I(0 \text{ s}) = 0$ auf $I_d(1,5 \text{ ms}) = 139 \text{ A}$ angestiegen, in q-Richtung auf $I_q(1,5 \text{ ms}) = 88,8 \text{ A}$. Hieraus resultieren die Induktivitäten $L_d = 3,38 \text{ }\mu\text{H}$ und $L_q = 2,16 \text{ }\mu\text{H}$.

Zur Bestimmung der induktiven Kopplung wird der Rotor entsprechend ausgerichtet und der benachbarte Leiter mit der entgegengesetzten Spannung beaufschlagt. Nach 1,5 ms ist der Strom in d-Richtung von $I(0 \text{ s}) = 0$ auf $I_d(1,5 \text{ ms}) = 183,3 \text{ A}$ angestiegen, in q-Richtung auf $I_q(1,5 \text{ ms}) = 168,7 \text{ A}$. Hieraus resultieren die Induktivitäten $L_d = 1,64 \text{ }\mu\text{H}$ und $L_q = 1,78 \text{ }\mu\text{H}$.

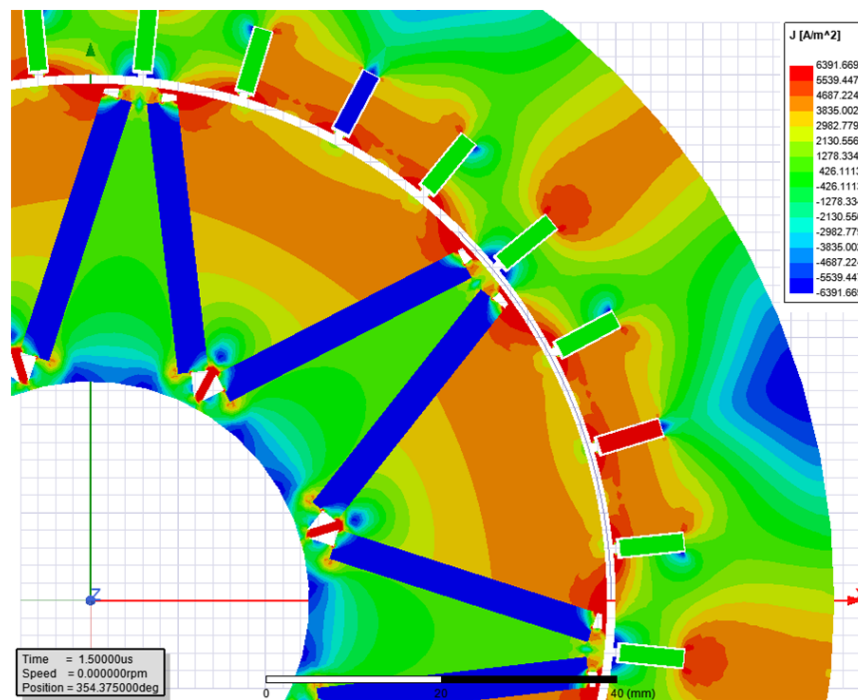
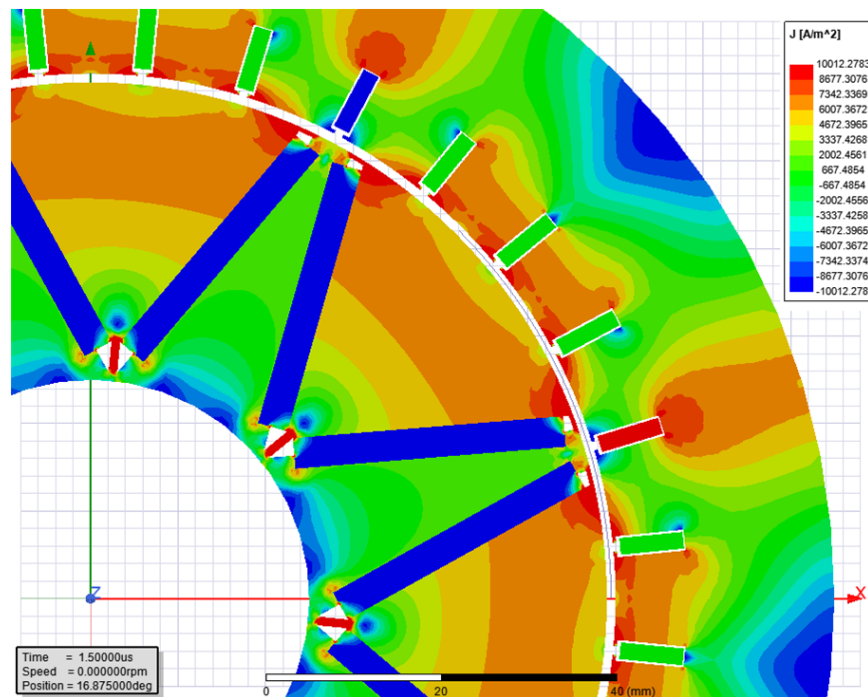


Abbildung 4.10: Induktivität L_q

Abbildung 4.11: Induktivität L_d

4.1.5. Eisenverluste

Ansys Maxwell besitzt die Möglichkeit über den Ansatz der 3-Parameterformel, die in Kapitel 3.1.13 vorgestellt wurde, die Eisenverluste zu bestimmen. Anhand von Messwertreihen können die Parameter K_h , K_c und K_e automatisch bestimmt werden. Abbildung 4.12 zeigt das Ergebnis der Parametrisierung nach der Eingabe der vom Hersteller bestimmten Verluste des Blechs NO20-15.

Die Ergebnisse der Simulation werden von einer ideellen, in der Simulation genutzten Eisenlänge $l_e = 250$ mm, auf die brutto Eisenlänge $l_e = 270$ mm faktorisiert.

Bei maximaler Drehzahl und maximalem Drehmoment sowie sinusförmiger Stromspeisung belaufen sich die Eisenverluste im Rotor auf $P_{Fe,r} = 0,6$ W. Dieses deutet auf eine Auslegung ohne Sättigungseffekte des Jochs im gewünschten Betriebsbereich hin.

Die Verluste des Stators belaufen sich auf $P_{Fe,r} = 1722$ W und überschreiten die analytisch ermittelten Ergebnisse um 17,6 %. Gründe dafür sind die in Kapitel 4.1.1 beschriebenen höheren Flussdichten, die nicht sinusförmige Magnetisierung, sowie die unterschiedliche Parametrisierung.

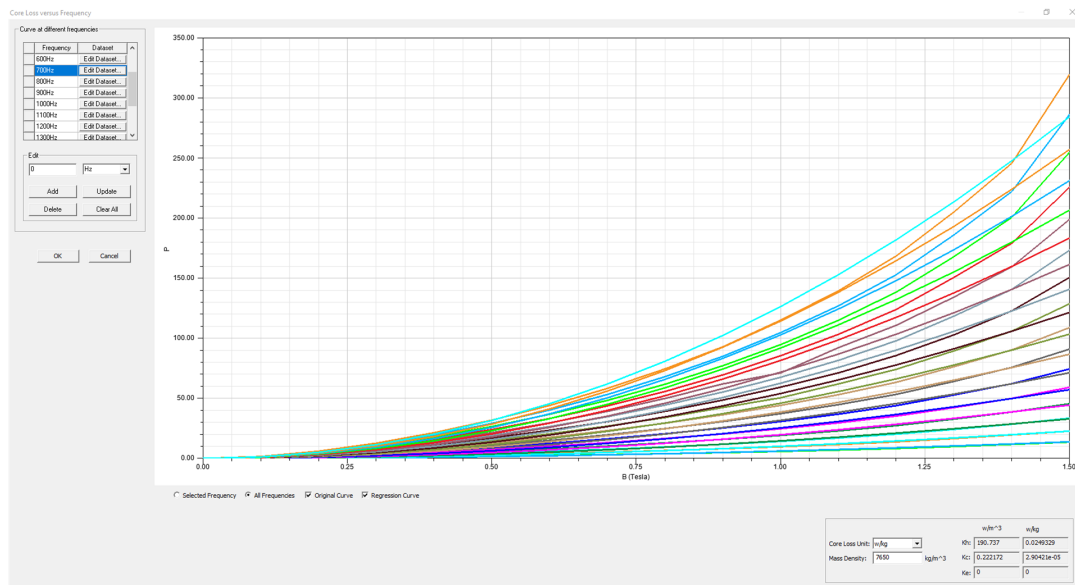


Abbildung 4.12: Parametrisierung der Eisenverluste in Ansys Maxwell

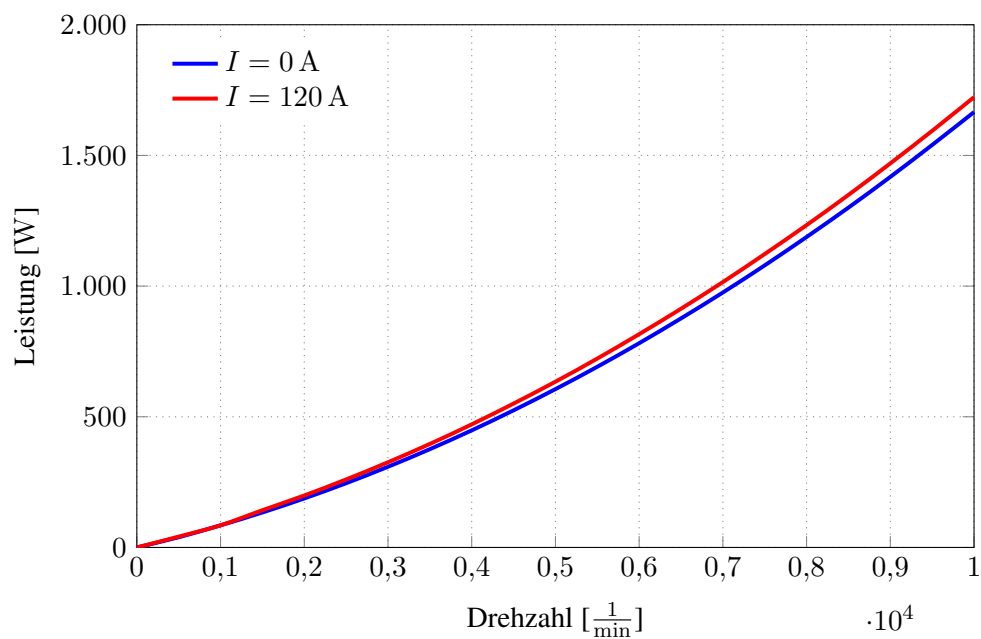


Abbildung 4.13: Eisenverluste

4.1.6. Entmagnetisierungsresistenz

Während der Inbetriebnahme kann es zu Fehlern in der Ansteuerung oder der Leistungselektronik kommen und so zu überhöhten Ströme in den Stäben. Steht das entstehende Statorfeld in negativer q-Richtung zum Rotor, so hebt der Fluss des Stabes den der Magneten auf.

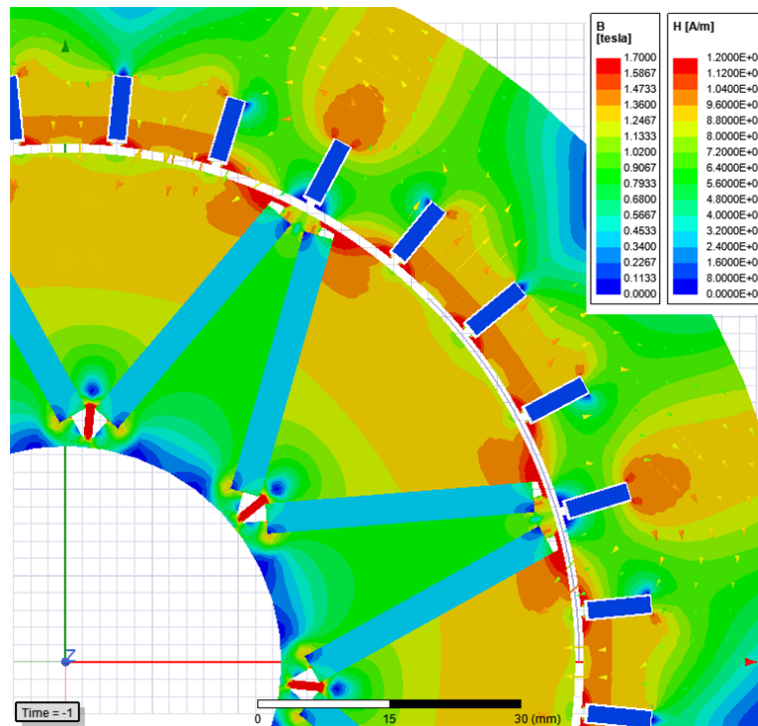


Abbildung 4.14: Feldstärke im Magnet bei einem Stabstrom von $I_{St} = 0$ A

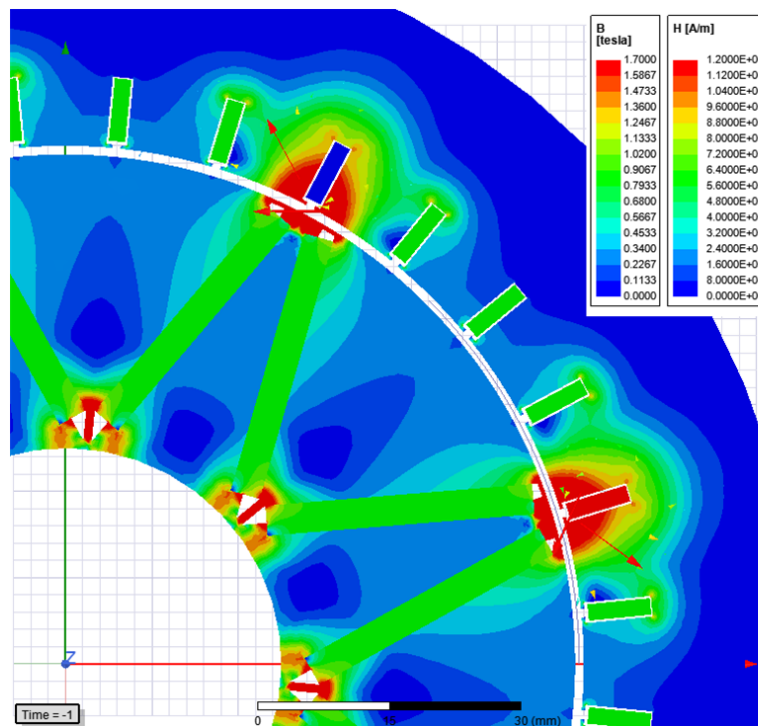


Abbildung 4.15: Feldstärke im Magnet bei einem Stabstrom von $I_{St} = 4$ kA

Abbildung 4.14 zeigt die Flussdichte als Vektoren und die Feldstärke in den Magneten bei einer nicht bestromten Wicklung und Abbildung 4.15 bei einem einzelnen Stabstrom von $I_{St} = 4 \text{ kA}$. Ab einem einphasigen Strom von $I = 4 \text{ kA}$ hebt das statorerregte Feld das Feld der Magnete in den meisten Teilen des Rotors auf. Wird der Strom weiter erhöht, kann es zur Ent- oder Ummagnetisierung der Magnete kommen. Bei der aktuellen Auslegung würde dieses einen Zellstrom $I_{cell} > 200 \text{ A}$ bedeuten und wird als sehr unwahrscheinlich erachtet.

4.2. Simulation des Inverters

Der Inverter besteht aus vier identischen Leistungselektronikplatinen, auf denen die MOSFETs platziert sind, einer Phasenstrommessung als Rückführung für die Stromregelung und einem Motorsteuergerät, das die Phasenströme mittels der Phasenstrommessung ausliest und durch eine PWM-Modulation der MOSFETs regelt. Mithilfe einer Spice-Simulation wird das Schaltverhalten der MOSFETs untersucht und die Gatetreiberschaltung optimiert.

Die Magnetfeldführung des Eisenkerns für die Phasenstrommessung wird in einer FEM-Simulation betrachtet.

Zur Optimierung der Stromregelung wird ein Ersatzschaltbild der Motorwicklung in Matlab Simulink überführt und verschiedene Reglertypen sowie PWM-Muster untersucht.

4.2.1. Simulation der Leistungselektronik

Das für die analytische Betrachtung aufgestellte Ersatzschaltbild der Halbbrücke (Abbildung 3.13), wird auf eine Vollbrücke erweitert. Anstatt nur eines geschalteten MOSFETs, werden in der Simulation alle vier MOSFETs geschaltet, dies lässt eine Betrachtung der Wechselwirkung der schaltenden MOSFETs aufeinander zu.

Zusätzliche werden die parasitären Induktivitäten für den Gate-Source-Ladekreis, die der Batterie und des Kommutierungskreises hinzugefügt. Die Batterie- und Kommutierungskreisinduktivitäten erhöhen die Detailtreue und sind hilfreich bei der Dimensionierung des Zwischenkreiskondensators, dies wird hier jedoch nicht weiter erörtert.

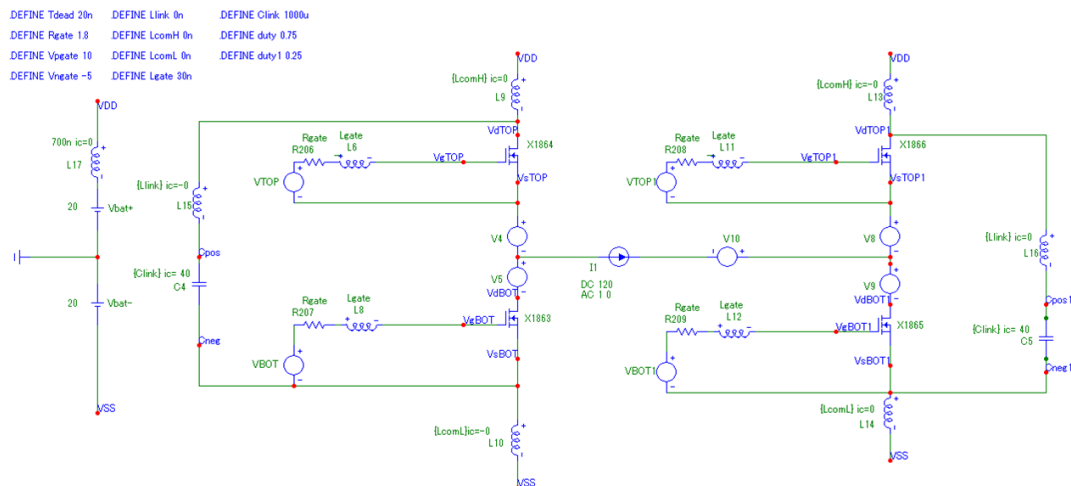


Abbildung 4.16: Übersicht der Simulation

Die Wicklungsinduktivität wird, wie zuvor, durch eine Stromquelle ersetzt. Zur Messung der Zweig- und Lastströmen sind an den jeweiligen Stellen passive Spannungsquellen platziert. Es ergibt sich die Schaltung aus Abbildung 4.16.

4.2.2. Gateinduktivität

Die Gate-Source-Kreis-Induktivität teilt sich in die layout- und bauteilabhängigen Induktivitäten auf. Sie können zur Erhöhung der Schaltverluste beitragen. Der Grund ist, dass die Stromanstiegszeit, mit der die Gatekapazität umgeladen wird, verlängert werden kann. Eine längere Schaltzeit führt zu höheren Schaltverluste. Im Gegensatz zum nächsten Effekt stellt sich dies als vernachlässigbar gering dar.

Durch die reduzierte Stromanstiegszeit kann es während des Schaltvorgangs des einen Halbbrücken-MOSFETs, zum Überschreiten der Threshold-Spannung des weiteren abgeschalteten MOSFETs der Halbbrücke kommen und diesen in den leitenden Zustand überführen. Die Ursache liegt in der kapazitiven Kopplungen des MOSFETs:

Wird der Highside-Schalter der Vollbrücke eingeschaltet, steigt das Drainpotential des Lowside-Transistors. Die Gate-Drain-Kapazität C_{GD} und die Gate-Source-Kapazität C_{GS} bilden in diesem Moment einen kapazitiven Spannungsteiler (siehe Abbildung 4.17). Es wird ein negativer Gatestrom benötigt, um die Gate-Source-Spannung abzubauen. Die parasitären Induktivität des Gateladekreises $L_{G,par}$, über die Gate und Source im ausgeschalteten Zustand miteinander verbunden sind und die Steilheit des Schaltvorgangs, bestimmen die Spannung, die zwischen Gate und Source entsteht. Ein schnellerer Schaltvorgang verursacht eine höhere Spannung an der Gate-Source-Kapazität des abgeschalteten Transistors. So kann die Gatespannung des abgeschalteten MOSFETs so groß werden, dass die Threshold-Spannung überschritten wird und dieser einschaltet. Abbildung 4.18 zeigt die Gatespannungen der Simulation mit einer Gateinduktivität $L_G = 30 \text{ nH}$, einem Gatewiderstand $R_{G,ext} = 1,8 \Omega$ und einem Strom $I = 120 \text{ A}$. Zum Zeitpunkt $t = 11,29 \text{ ns}$ überschreitet die Gate-Source-Spannung des Lowside-Transistors die Threshold-Spannung und schaltet den Transistor ein, während der Highside-Transistor ebenfalls eingeschaltet ist. Der dabei fließende Querstrom, der auch Shoot-Through-Strom genannt wird, sorgt für zusätzliche Verluste.

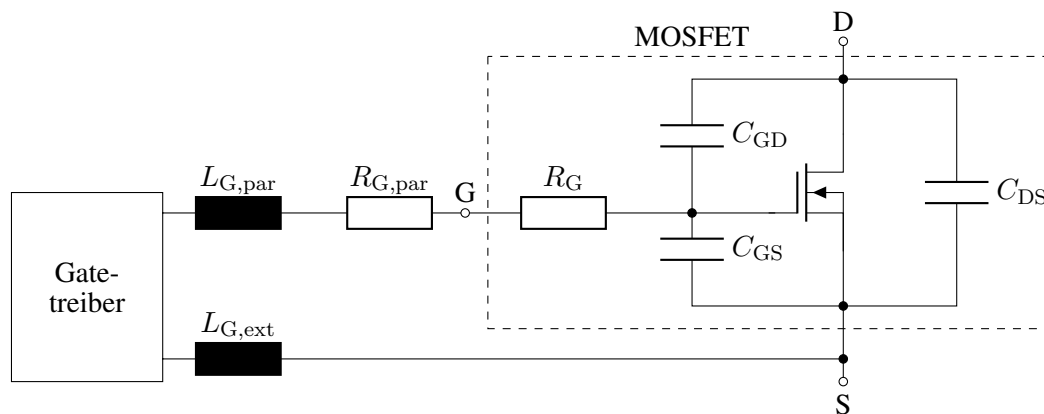


Abbildung 4.17: Induktivität Gate-Source-Kreis

Wird das Gate beim Ausschalten nicht auf 0 V entladen, sondern wie in Abbildung 4.19

auf -5 V negativ aufgeladen, wird die Threshold-Spannung im Schaltvorgang des Highside-Transistors nicht mehr überschritten und der Transistor bleibt abgeschaltet.

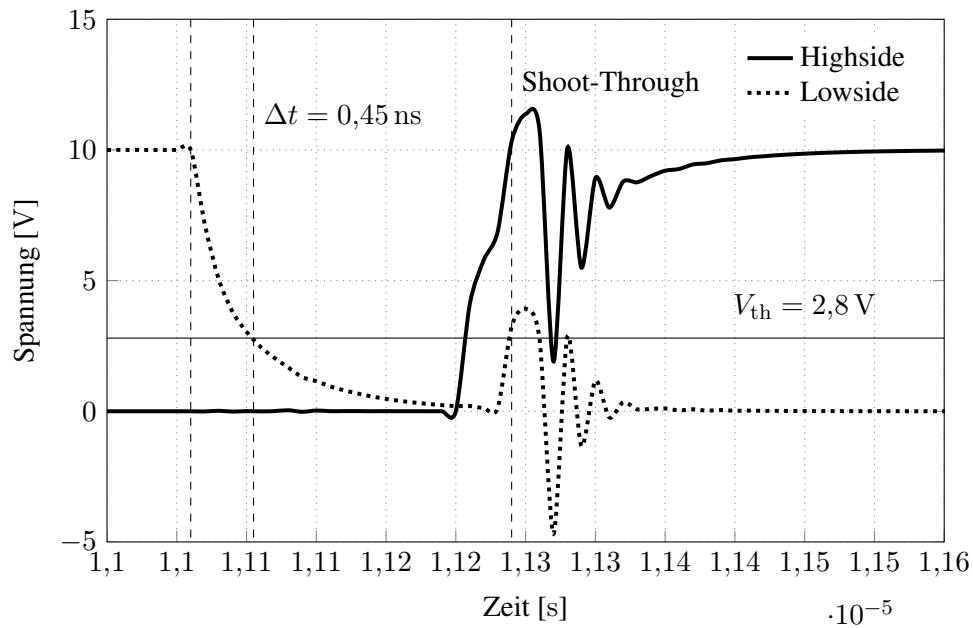


Abbildung 4.18: Kapazitive Kopplung Gate Drain

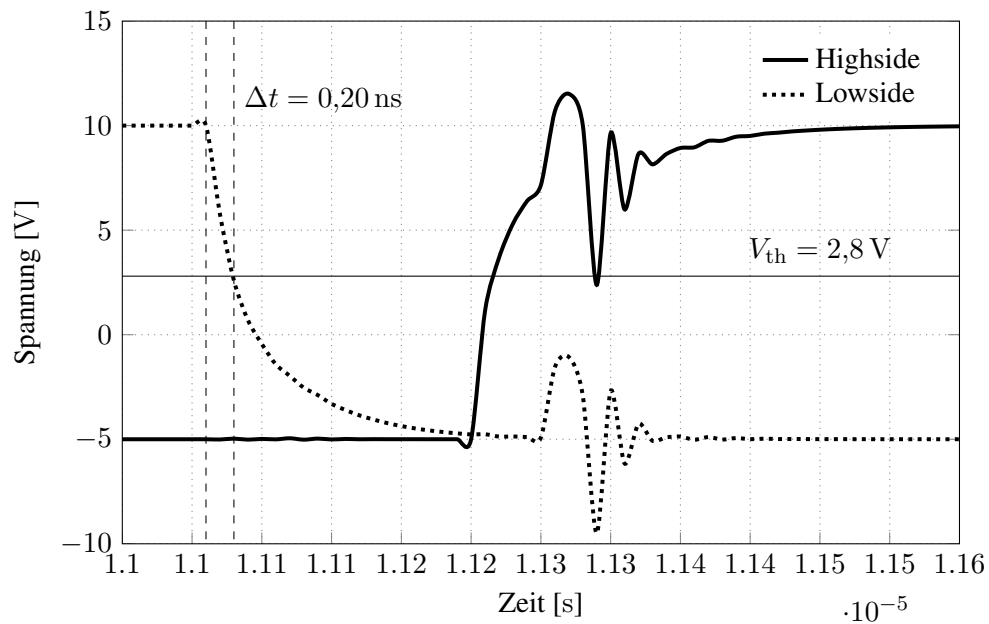


Abbildung 4.19: Kapazitive Kopplung Gate Drain bei negativ aufgeladenem Gate

Ein weiterer Vorteil ist, dass der Abschaltvorgang beschleunigt wird. In Abbildung 4.18 dauert der Abschaltvorgang bis zum Erreichen der Threshold-Spannung circa $\Delta t = 0,45\text{ ns}$. Wird das

Gate bis auf -5 V negativ aufgeladen, vergehen noch circa $\Delta t = 0,20\text{ ns}$. Dieses verringert die Verluste des Abschaltvorgangs zusätzlich.

4.2.3. Verlustleistung

Es wird zunächst die ideale Schaltung ohne Zwischenkreisinduktivitäten L_{Link} betrachtet und anschließend deren Auswirkung auf die Schaltverluste erörtert. Die Wicklungsinduktivität wird durch eine Gleichstromquelle vertreten, die einen Strom in Höhe des arithmetischen Mittelwertes des maximalen Stroms führt $I = 120\text{ A}$. Die Batteriespannung der Simulation beträgt $U_{\text{Bat}} = 40\text{ V}$.

Werden die Transistoren zur Abschaltung nicht negativ aufgeladen und wie im Datenblatt mit einem Widerstand $R_{\text{G,ext}} = 1,8\ \Omega$ beschaltet, werden bei einer Totzeit von $t_{\text{dead}} = 40\text{ ns}$ die geringsten Schalt- und Leitverluste von $P_{\text{S}} = 18,5\text{ W}$ erreicht.

Durch die Implementierung einer negativen Gatespannung, wird der Shoot-Through-Strom unterbunden und der Schaltvorgang beschleunigt. Die Verluste werden in diesem Fall ohne eine Totzeit zwischen den Schaltvorgängen minimal und reduzieren sich auf $P_{\text{S}} = 13,75\text{ W}$. Eine weitere Optimierung ist die Entfernung des Gatewiderstands. Die steileren Schaltflanken reduzieren die Verluste auf $P_{\text{S}} = 9,5\text{ W}$ pro Transistor.

In der Realität sind der Zwischenkreis und die Batterie leider nicht ohne Induktivitäten mit der Schaltung zu verbinden. Werden die nach Gleichung 3.63 bestimmten parasitären Induktivitäten $L_{\text{Bat}} = 700\text{ nH}$ und die Zwischenkreisinduktivität $L_{\sigma} = 15,9\text{ nH}$ implementiert, steigen die Schaltverluste auf $P_{\text{S}} = 15,2\text{ W}$. Abbildung 4.20 zeigt den Zusammenhang der Verluste eines Schalters über die Zwischenkreisinduktivität L_{Link} . Der Anstieg der Verlustleistung ist nahezu linear zum Anstieg der Induktivität und bedeutet, dass die Schaltverluste durch Reduktion der Zwischenkreisinduktivität verringert werden können.

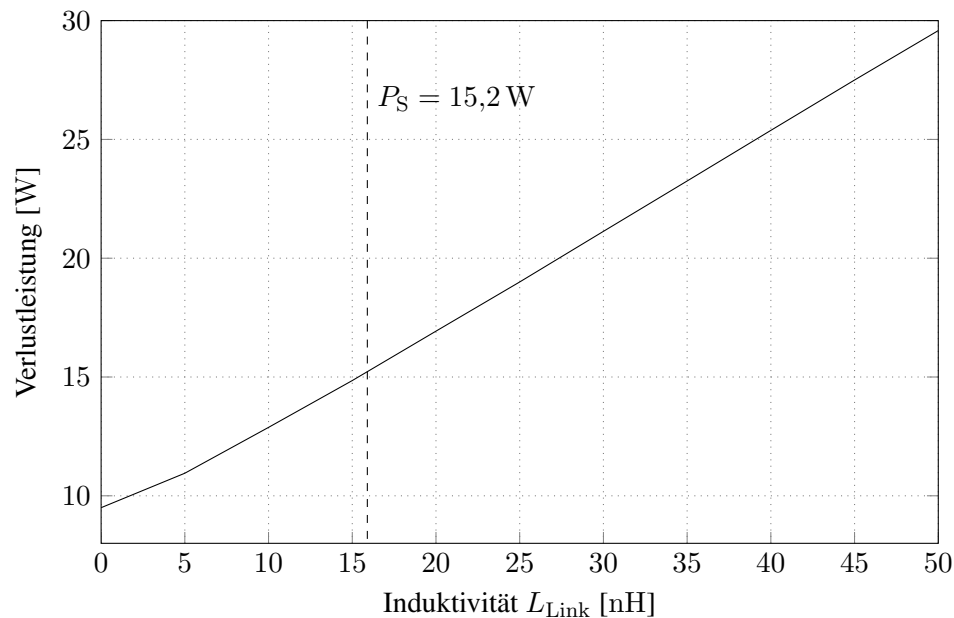


Abbildung 4.20: Schalt- und Leitverluste über Zwischenkreisinduktivität

4.2.4. Simulation der Phasenstrommessung

Die Phasenstrommessung ist auf Basis eines magnetischen Messverfahrens geplant, das einen Eisenkern zur Magnetfeldführung verwendet (Kapitel 2.2.2). Zur analytischen Bestimmung der Luftspaltbreite des Eisenkerns wird im Kapitel 3.2.9 von einer homogenen Flussdichte im Luftspalt ausgegangen. Über eine Simulation wird der Eisenkern dimensioniert, die getroffenen Annahmen überprüft und das magnetische Übersprechverhalten zwischen den Luftspalten betrachtet.

In den Abbildungen 4.21 und 4.22 dargestellt ist das Ergebnis der FEM Simulation. Abbildung 4.21 dient der Orientierung, Sie zeigt das Sensorblech, den Luftspalt und die Stäbe. Abbildung 4.22 zeigt nur die Flussdichte des Luftspalts mit einer feineren Auflösung. Sie zeigt, dass der mittlere Teil des Luftspalts eine homogene Flussdichteverteilung aufweist.

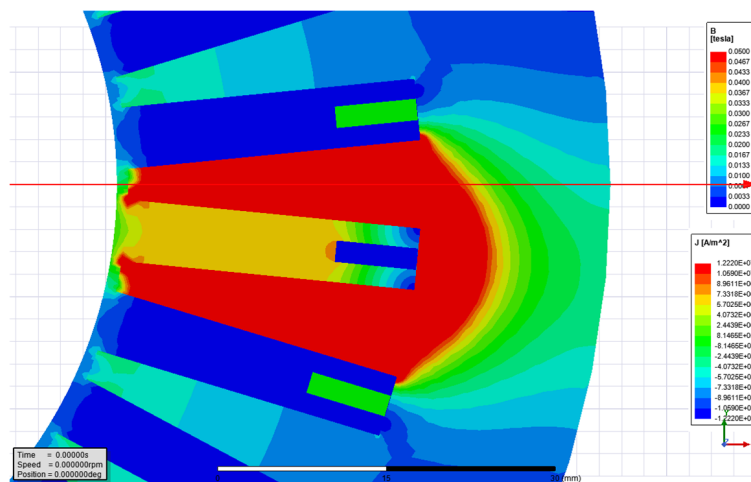


Abbildung 4.21: Flussdichte im Blech und im Luftspalt

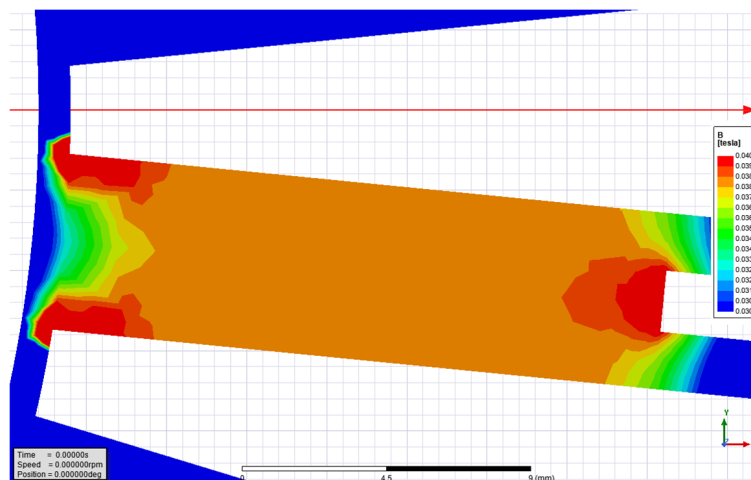


Abbildung 4.22: Flussdichte nur im Luftspalt

Der orange Bereich geht von 38 mT bis 38,7 mT. Der größte Teil der Fläche besitzt eine

Flussdichte von 38,2 mT. Dies ergibt einen Messbereich bis ± 200 A. Das Übersprechen in benachbarte Luftspalte beträgt am äußeren Rand der Nut mit 5,2 mT 14 % des Messbereichs. In Abbildung 4.21 ist dieses Übersprechen erkennbar. Mit einem Abstand von 3 mm zum Stab, die Position, an der der Hallsensor platziert wird, entspricht das Übersprechen noch 55 μ T. Das sind noch 0,14 % des Messbereichsendwerts.

4.2.5. Simulation der Stromregelung

Unter Vernachlässigung des Reluktanzmoments und außerhalb der Eisensättigung, ist das Drehmoment eines permanenterregten Synchronmotors weitestgehend linear zum Phasenstrom in q-Richtung. Somit kann ein Drehmoment durch Vorgabe eines Stromsollwerts für den q-Anteil des Statorstroms vorgegeben werden. Die Stromregelung bestimmt aus der Stromsollwertvorgabe, die einzustellende Spannung.

Untersucht werden zwei unterschiedliche Reglertopologien. Als Erstes wird die direkte Stromregelung untersucht. Hierbei werden in einem ersten Schritt aus der Stromsollwertvorgabe die rotorlageabhängigen Phasenstromsollwerte bestimmt, die in einem zweiten Schritt durch einen P- oder einen PI-Regler geregelt werden.

Als zweites wird die Feldorientierte Regelung, bei der die Ströme über die Clarke-Park-Transformation in ein mit dem Rotor rotierendes Koordinatensystem transformiert werden, untersucht. Die Regelung findet hierbei im rotierenden Koordinatensystem statt. Der Vorteil hierbei ist, dass keine hochfrequenten sinusförmigen Ströme, sondern nur sich langsam ändernde, quasistationäre Gleichströme geregelt werden müssen.

4.2.6. Direkte Stromregelung

Bei der direkten Stromregelung erhält jeder Stab einen separaten Regelkreis. Abbildung 4.24 zeigt schematisch den Aufbau. Die Rotorlage γ_r wird aus einem Absolutwertgeber ausgelesen und dem Regelsystem zur Verfügung gestellt. Zunächst wird die Rotorlage mit der Polpaarzahl $p = 4$ multipliziert, um den Rotorlagewinkel in den elektrischen Winkel ϕ_{el} zu überführen. Anschließend wird ein Offsetwert entsprechend der Phasenlage des zu bestromenden Stabs im Stator hinzuaddiert.

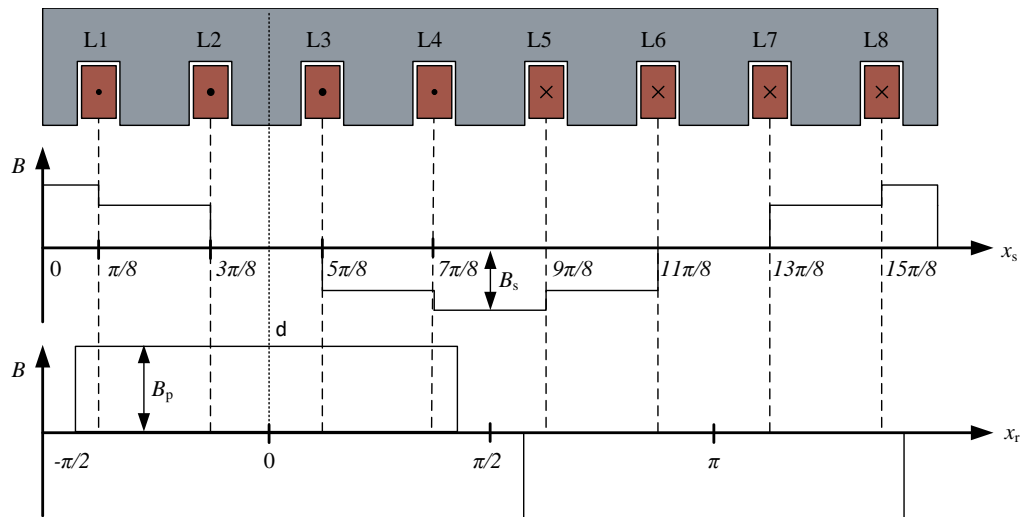


Abbildung 4.23: Phasenlage q-Strom

Abbildung 4.23 zeigt im unteren Diagramm schematisch den Verlauf der rotorerrigten Flussdichte B_p über den Rotorausradius x_r einer Polteilung und im Diagramm darüber den Verlauf der statorerregten Flussdichte B_s äquivalent zum Rotor.

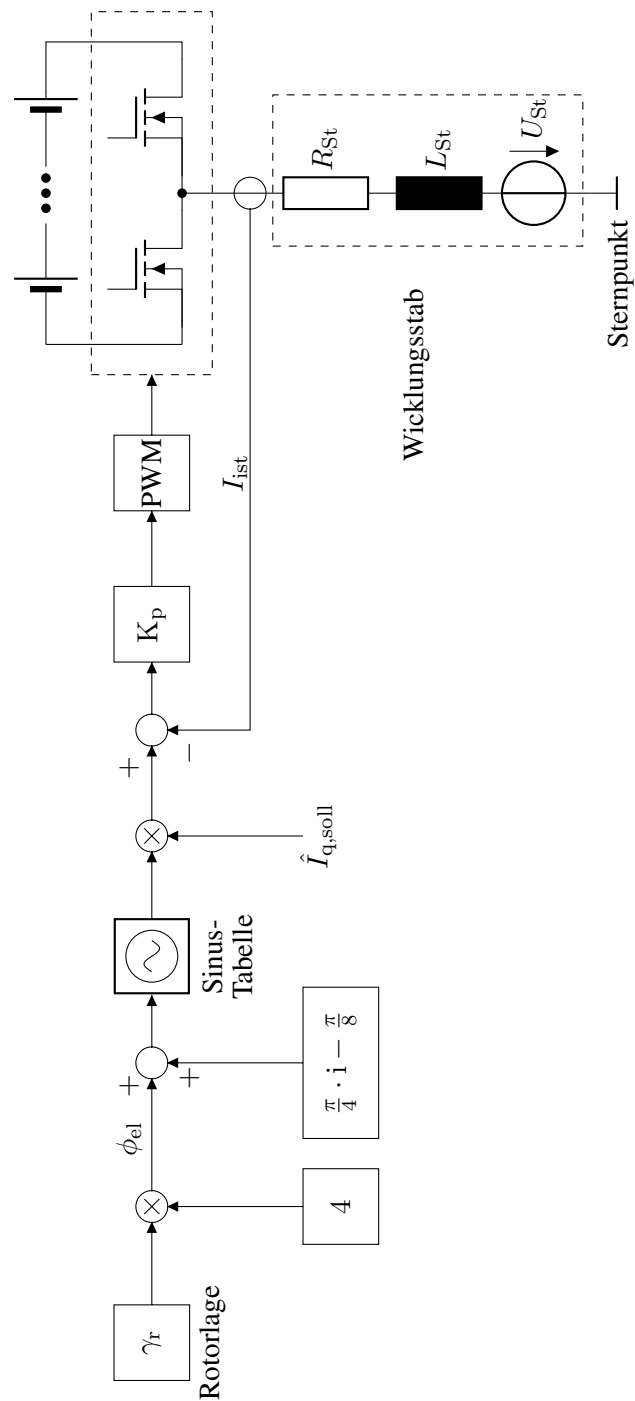


Abbildung 4.24: Direkter Proportionalregler eine Phase

Wie im Regler-Blockschaltbild der Abbildung 4.24 dargestellt, wird zwischen dem elektrischen Winkel ϕ_{el} und dem Phasenstromwinkel, die Phasenlage $\frac{\pi}{4} \cdot i - \frac{\pi}{8}$, entsprechend der Phase $i = 1, 2, 3, \dots, 8$ hinzugefügt. Dieser Winkel wird über eine Sinustabelle in einen auf eins normierten Sinus gewandelt.

Dieser Sinuswert wird mit dem gewünschten q-Dachphasenstromsollwert $\hat{I}_{q,\text{soll}}$ multipliziert. Die Sollwerte der Phasenstromregler $I_i(\gamma_r)$ verhalten sich nun nach Gleichung 4.1.

$$I_{i,\text{soll}}(\gamma_r) = \hat{I}_{q,\text{soll}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{4} \cdot i - \frac{\pi}{8} + 4 \cdot \gamma_r\right), i = 1, 2, 3 \dots 8 \quad (4.1)$$

Die geometrische Addition der Phasenstromsollwerte ergibt eine um $\frac{\pi}{2}$ zur rotorregten Luftspaltflussdichte B_p verschobene statorexregte Luftspaltflussdichte B_s (Abbildung 4.23), die somit in q-Richtung zum Rotormagnetfeld steht.

Um den errechneten Phasenstrom im Wicklungsstab einzustellen, wird der Phasenstromwert vom Sollwert abgezogen und die Differenz über einen Proportionalregler in eine Phasenspannung gewandelt. Diese Phasenspannung wird in ein pulsweitenmoduliertes Signal gewandelt, das die Halbbrücken der Leistungselektronik ansteuert.

Die reine Proportionalregelung zeigt mit steigender Drehzahl des Motors eine wachsende Abweichung zwischen Soll- und Istwert. In Abbildung 4.25 in blau dargestellt, ist eine Periode des proportionalen Stromreglers bei der Drehzahl $n = 1000 \frac{1}{\text{min}}$ und einer vorgegebenen Amplitude $\hat{I} = 170 \text{ A}$. Die Amplitude der Regelung ist bereits auf 117 A gefallen und die Flanken der Kurve sind abgeflacht. Auch unbelastet erreicht der Antrieb nur eine Drehzahl von $n = 2920 \frac{1}{\text{min}}$, da der Strom bereits auf $\hat{I} = 31 \text{ A}$ abgesunken ist. Die induzierte Spannung des Motors steigt proportional zur Drehzahl des Antriebs, während der Faktor des Proportionalreglers gleichbleibt.

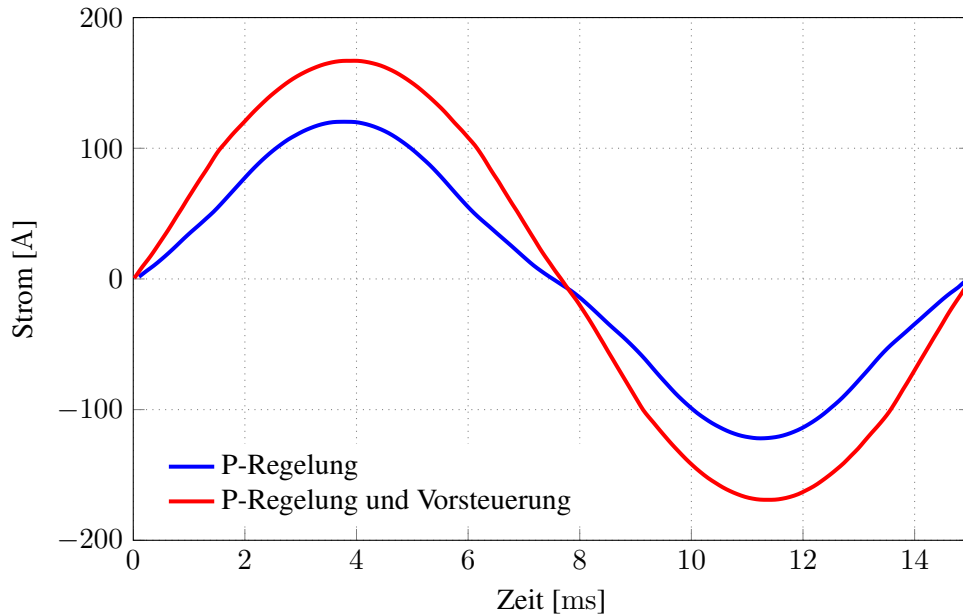


Abbildung 4.25: Strom Kurvenform bei $1000 \frac{1}{\text{min}}$

Der Verlauf der induzierten Spannung ist bekannt. Aus dem elektrischen Winkel und der aktuellen Drehzahl wird eine Vorsteuerspannung errechnet, die den Spannungssollwerten der Regler hinzuaddiert wird (Abbildung 4.27). Der nicht gepunktete Graph aus Abbildung 4.25 zeigt eine Periode des Phasenstroms des Proportionalreglers mit Vorsteuerung zur Kompensa-

tion der EMK, unter den gleichen Voraussetzungen wie zuvor. Die Amplitude beträgt 167 A und ist der Sinusform nahe.

Die Amplitude der Grundwelle des Stroms beträgt bei einer Drehzahl von $1000 \frac{1}{\text{min}}$ und einer Sollwertvorgabe von $\hat{I}_{q,\text{soll}} = 170 \text{ A}$, bei einer P-Regelung mit Vorsteuerung $\hat{I}_{\text{ist}} = 153,9 \text{ A}$ (siehe Diagramm 4.26).

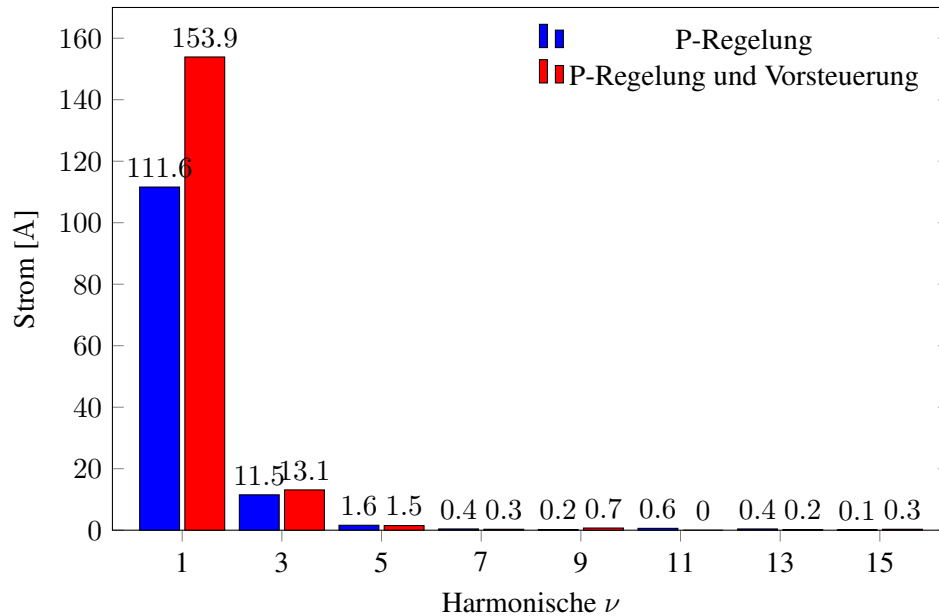


Abbildung 4.26: Harmonische des Phasenstroms bei $1000 \frac{1}{\text{min}}$

Wird die Drehzahl bis zur Maximaldrehzahl $n_{\text{max}} = 10\,000 \frac{1}{\text{min}}$ erhöht, fällt die Amplitude der Proportionalregelung um 10% auf 164,5 A ab. Abbildung 4.29 zeigt, dass die Kurvenform des Stroms stärker von der Sinusform abweicht.

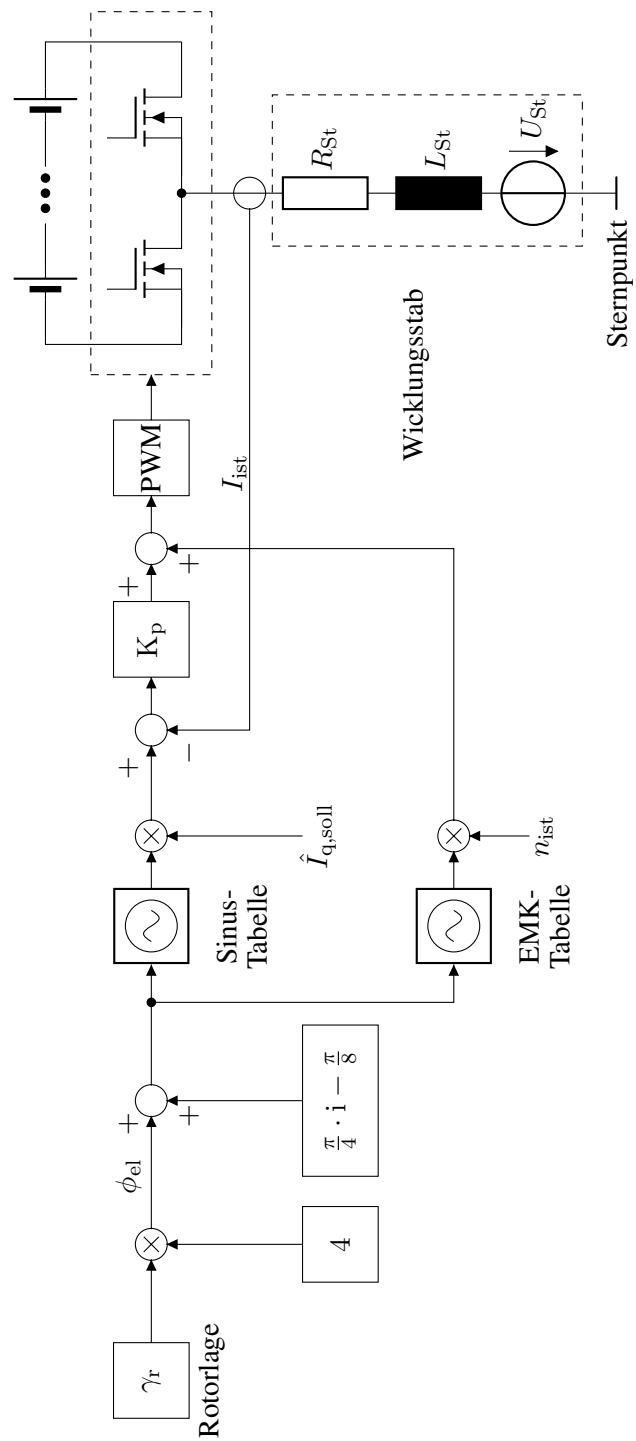


Abbildung 4.27: Direkter Proportionalregler eine Phase mit Vorsteuerung

Anstelle des P-Reglers wird ein PI-Regler verwendet. Die Hallsensor-Strommessungen sind nicht vollständig symmetrisch. Wird die Summe aller Stromistwerte gebildet, weicht diese auch nach einer Justage um einige Digits von Null ab. Diese Abweichung wird von den Reglern integriert, so dass die Integrationswerte gegen die Richtung des Stromoffsets laufen. Dies hat zur Folge, dass die Integratorspeicher überlaufen oder bei einem abgefangenen Überlauf, an der Abfanggrenze arbeiten. Soll zum Beispiel kein Strom fließen, und die Integratorspeicher sind auf 0 % und 100 % begrenzt, sind je nach Offsetrichtung alle Highside MOSFETs oder alle Lowside-MOSFETs eingeschaltet.

Eine Korrektur unterdrückt die messfehlerbedingte Integration. Die Summe der acht Integratoren wird äquivalent zu den Phasenspannungen zu Null korrigiert. Wie in Abbildung 4.28 wird die Summe aller Integratorwerte gebildet und der Mittelwert von jedem Integrator abgezogen, sodass die Summe Null ergibt.

Geschieht die Korrektur nach der Integration, wird der Fehler weiterhin integriert. Über die Korrektur wird lediglich der Reglerstellwert symmetriert.

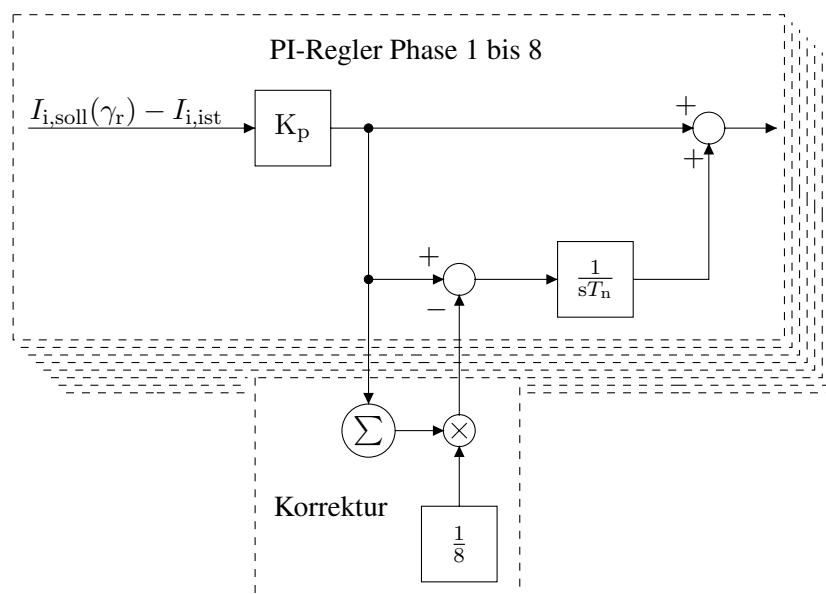


Abbildung 4.28: Direkter PI-Regler mit Korrektur

In Abbildung 4.29 in orange dargestellt, ist die Kurvenform des PI-Reglers, als blaue Linie die des P-Reglers. Der Kurvenverlauf des Sinus wird vom PI-Regler besser nachgebildet. Jedoch wird ab der Drehzahl $n = 3000 \frac{1}{\text{min}}$ der Sollwert $\hat{I}_{q,soll} = 170 \text{ A}$ überschritten und erreicht bei $n = 10000 \frac{1}{\text{min}}$ einen Amplitudenstrom von 177 A. Ist der Phasenstrom höherer als die Sollwertamplitude, kann dies zur Überstromabschaltung führen.

Der PI-Regler bildet die Grundwelle besser ab, während die Harmonischen gegenüber der Proportionalregelung reduziert werden. Bei erhöhten Drehzahlen weichen sowohl der P-Regler als auch der PI-Regler der direkten Stromregelung hinsichtlich der Amplitude und der Kurvenform des Stroms ab. Mit der Drehzahl steigt die Frequenz des zu regelnden Stroms, sodass für unterschiedliche Drehzahlen unterschiedliche Reglerparameter hinterlegt werden müssten.

Um die Regelung um die drehfrequenten Anteile zu entlasten, wird häufig die feldorientierte Regelung verwendet.

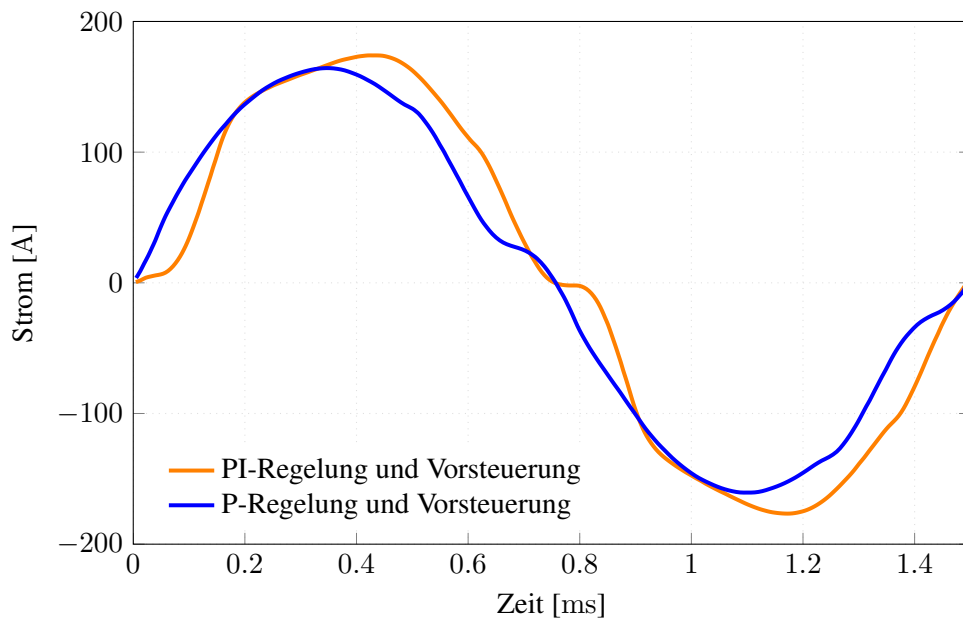


Abbildung 4.29: Strom Kurvenform bei $10\,000 \frac{1}{\text{min}}$

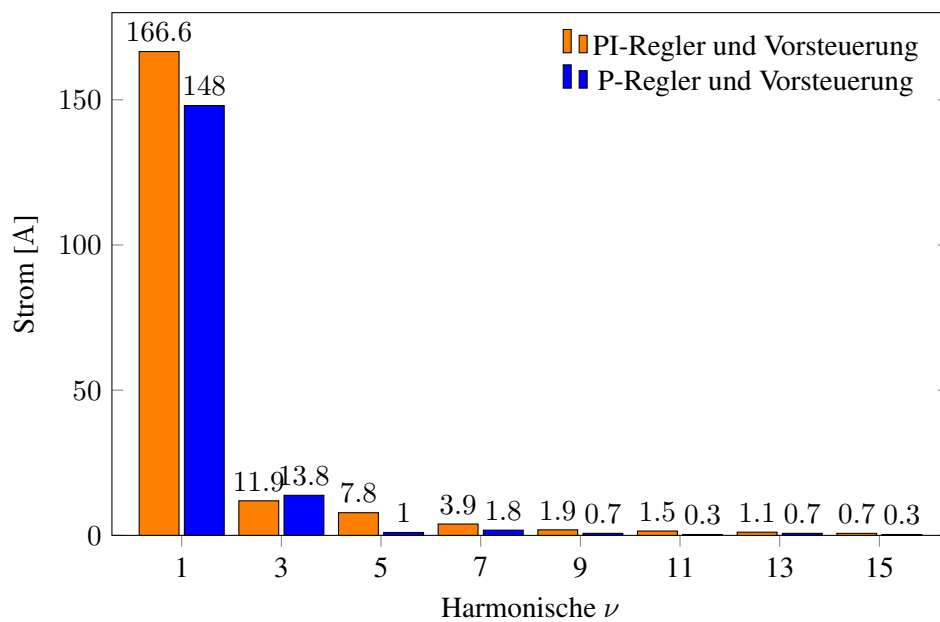


Abbildung 4.30: Harmonische des Phasenstroms bei $10\,000 \frac{1}{\text{min}}$

4.2.7. Feldorientierte Stromregelung

Die feldorientierte Stromregelung beruht auf den Transformationen von Edith Clarke und Robert H. Park, sie wird daher Clarke-Park-Transformation genannt. Die bekannteste Clarke-Park-Transformation ist die eines symmetrischen Dreiphasensystems. Hierbei werden über die Clarke-Transformation 4.2 die drei Phasenströme in ein zwei Größen Koordinatensystem transformiert.

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_U \\ I_V \\ I_W \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

$\alpha\beta$ -Transformation dreiphasig symmetrisch

Die Achsen des Koordinatensystems, α und β stehen senkrecht aufeinander. Dieses Koordinatensystem wird häufig $\alpha\beta$ -System genannt. Die Größen α und β sind die Koordinaten des Zeigers, der die Größe und Richtung des aus den drei Phasenströmen resultierende Magnetfelds anzeigt.

Im zweiten Schritt wird das Koordinatensystem über die Park-Drehmatrix 4.3 auf die Rotormagnetfeldlage bezogen. Die d-Achse dieses Koordinatensystems zeigt in Richtung des Rotormagnetfelds, die q-Achse steht senkrecht zur d-Achse. Das dq-Koordinatensystem rotiert synchron mit dem Rotormagnetfeld.

$$\begin{bmatrix} I_q \\ I_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\phi) & \sin(\phi) \\ -\sin(\phi) & \cos(\phi) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Drehmatrix

Durch die Transformation fallen die drehzahlabhängigen Frequenzen heraus und reduzieren die Anforderungen an die Regelung.

Die Transformation eines symmetrischen dreiphasigen Systems, bei der sich drei Komponenten auf zwei Komponenten reduzieren, ist ein Spezialfall der Clarke-Transformation. Ist das Dreiphasensystem nicht symmetrisch, wird eine dritte Größe, hier γ genannt, benötigt, die den Mittelwert (oder Gleichanteil) der Drehsystemgrößen abbildet 4.4.

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_\gamma \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_U \\ I_V \\ I_W \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

$\alpha\beta$ -Transformation dreiphasig unsymmetrisch

Um n -Größen des Drehsystem eindeutig im $\alpha\beta$ -System zu definieren, werden n -Größen im $\alpha\beta$ -System benötigt [20]. Über die Gleichung 4.5 mit $\alpha = \frac{2\pi}{n}$, die eine Abwandlung von „Clarkes decoupling transformation matrix for a symmetrical n -phase system“ ist, können n -Größen Drehsysteme in das $\alpha\beta$ -System überführt werden. Neben den Grundschwingungsanteilen α und β werden die abbildbaren Oberschwingungskomponenten x_1 bis x_i und y_1 bis y_i aufgestellt. Bei einer geraden Phasenanzahl n sind die $m = \frac{n}{2}$ -fache Oberschwingungsfrequenz und bei ungeraden Phasenanzahlen die $m = \frac{n-1}{2}$ -fache Oberschwingungsfrequenz darstellbar. Bei geraden Phasen- oder Stabanzahlen ergeben sich für $m\alpha, 2m\alpha, \dots$, der Sinuskomponente der höchsten Oberschwingung $\pi, 2\pi, \dots$. Die Sinuskomponente wird zu Null und fällt heraus.

Der Gleichanteil, der zuvor mit γ beschrieben wurde, wird in der Literatur [Beispiel [21]] häufig als 0_+ -Anteil bezeichnet.

Die Größen des $\alpha\beta$ -Systems dieser Transformation sind äquivalent zur Amplitude des Phasenstroms. Über den Faktor der Matrix kann dies justiert werden. Wird der Faktor $\frac{2}{n}$ durch $\frac{\sqrt{2}}{n}$ ersetzt (häufig in der Literatur zu finden), ergeben sich Größen, die äquivalent zum Effektivwert sind.

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_{x1} \\ I_{y1} \\ \vdots \\ 0_+ \end{bmatrix} = \frac{2}{n} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\alpha) & \cos(2\alpha) & \cos(3\alpha) & \cdots & \cos((n-1)\alpha) \\ 0 & \sin(\alpha) & \sin(2\alpha) & \sin(3\alpha) & \cdots & \sin((n-1)\alpha) \\ 1 & \cos(2\alpha) & \cos(4\alpha) & \cos(6\alpha) & \cdots & \cos(2(n-1)\alpha) \\ 0 & \sin(2\alpha) & \sin(4\alpha) & \sin(6\alpha) & \cdots & \sin(2(n-1)\alpha) \\ 1 & \cos(3\alpha) & \cos(6\alpha) & \cos(9\alpha) & \cdots & \cos(3(n-1)\alpha) \\ 0 & \sin(3\alpha) & \sin(6\alpha) & \sin(9\alpha) & \cdots & \sin(3(n-1)\alpha) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \cos(m\alpha) & \cos(2m\alpha) & \cos(3m\alpha) & \cdots & \cos(m(n-1)\alpha) \\ 0 & \sin(m\alpha) & \sin(2m\alpha) & \sin(3m\alpha) & \cdots & \sin(m(n-1)\alpha) \\ 1 & 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Transformationsmatrix für n-phasige Motoren

Für ein Achtphasensystem ergibt sich aus der allgemeinen Form der Transformationsmatrix 4.5, die Matrix 4.6. Sie besteht aus den ersten beiden Zeilen, den Grundschwingungsanteilen α und β , den Oberschwingungsanteilen in Zeile drei bis sieben x1, y1, x2, y2, x3. und dem Gleichanteil 0_+ der achten Zeile. Zeile sieben, die Consinuskomponente der Oberschwingung, mit der vierfachen Frequenz der Grundschwingung hier x3 genannt, wird in der Literatur auch als 0_- bezeichnet.

$$\underline{A} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{\pi}{4}) & \cos(2\frac{\pi}{4}) & \cos(3\frac{\pi}{4}) & \cos(4\frac{\pi}{4}) & \cos(5\frac{\pi}{4}) & \cos(6\frac{\pi}{4}) & \cos(7\frac{\pi}{4}) \\ 0 & \sin(\frac{\pi}{4}) & \sin(2\frac{\pi}{4}) & \sin(3\frac{\pi}{4}) & \sin(4\frac{\pi}{4}) & \sin(5\frac{\pi}{4}) & \sin(6\frac{\pi}{4}) & \sin(7\frac{\pi}{4}) \\ 1 & \cos(2\frac{\pi}{4}) & \cos(4\frac{\pi}{4}) & \cos(6\frac{\pi}{4}) & \cos(8\frac{\pi}{4}) & \cos(10\frac{\pi}{4}) & \cos(12\frac{\pi}{4}) & \cos(14\frac{\pi}{4}) \\ 0 & \sin(2\frac{\pi}{4}) & \sin(4\frac{\pi}{4}) & \sin(6\frac{\pi}{4}) & \sin(8\frac{\pi}{4}) & \sin(10\frac{\pi}{4}) & \sin(12\frac{\pi}{4}) & \sin(14\frac{\pi}{4}) \\ 1 & \cos(3\frac{\pi}{4}) & \cos(6\frac{\pi}{4}) & \cos(9\frac{\pi}{4}) & \cos(12\frac{\pi}{4}) & \cos(15\frac{\pi}{4}) & \cos(18\frac{\pi}{4}) & \cos(21\frac{\pi}{4}) \\ 0 & \sin(3\frac{\pi}{4}) & \sin(6\frac{\pi}{4}) & \sin(9\frac{\pi}{4}) & \sin(12\frac{\pi}{4}) & \sin(15\frac{\pi}{4}) & \sin(18\frac{\pi}{4}) & \sin(21\frac{\pi}{4}) \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

Achtphasen-Transformationsmatrix

(4.6)

Abbildung 4.31 zeigt den Aufbau der feldorientierten Regelung unter Verwendung der Achtphasen-Transformationsmatrix 4.6 und der Drehmatrix 4.3. Die erfassten Phasenströme I_1 bis I_8 werden über die Transformationsmatrix nach 4.7 in das $\alpha\beta$ -System transformiert.

$$\underline{I}_{\alpha\beta} = \underline{A} \cdot \underline{I}_{18} \quad (4.7)$$

Die Rotorlage γ_r wird mit der Polpaarzahl $p = 4$ multipliziert und ergibt den elektrischen Winkel ϕ_{el} . Zur Eliminierung der Drehfeldfrequenz aus den Grundwellenkomponenten I_α und I_β , werden diese unter Verwendung des elektrischen Winkel ϕ_{el} und der Park-Transformation 4.3 in das dq-System in die Komponenten d und q transformiert.

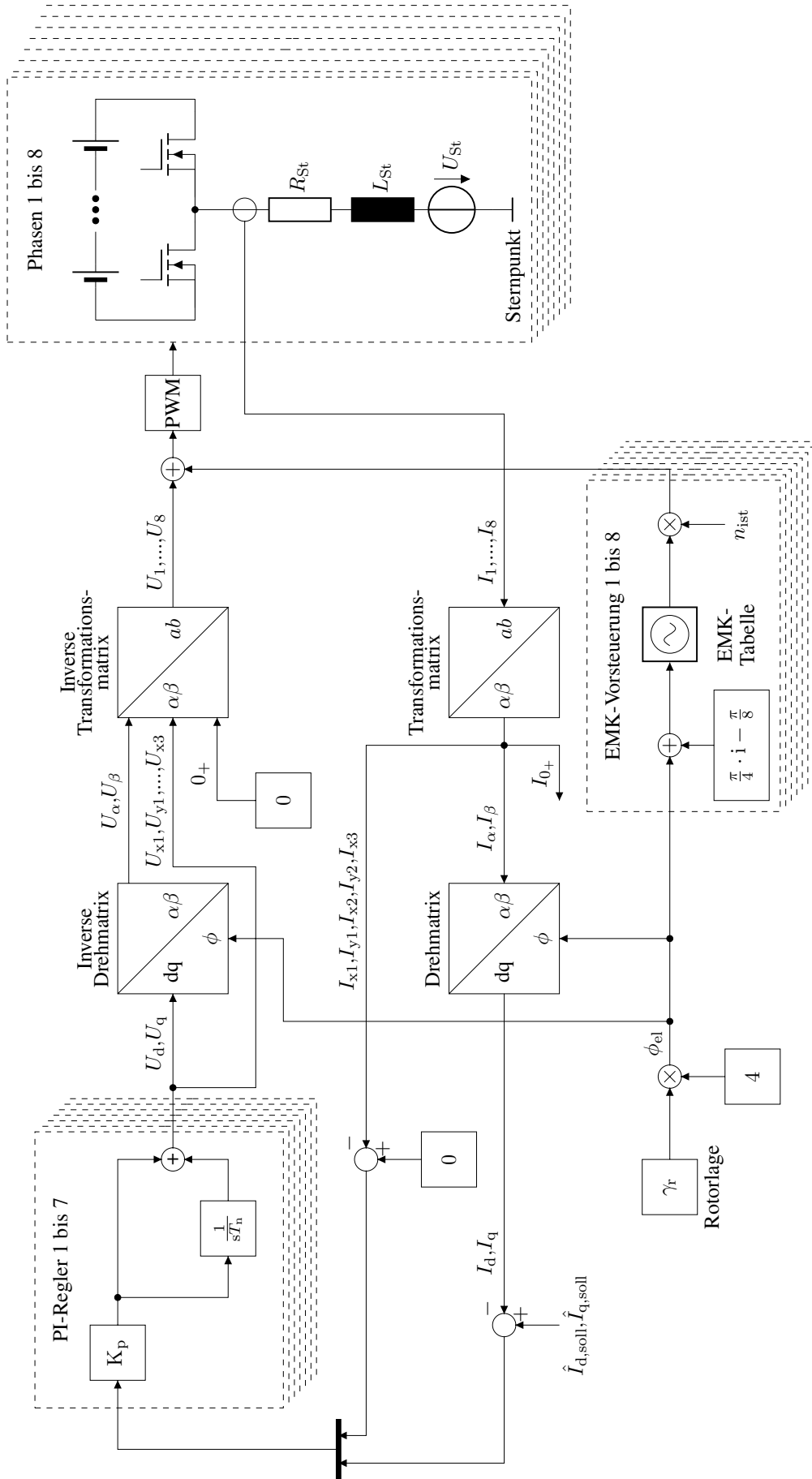


Abbildung 4.31: Feldorientierte Regelung mit Vorsteuerung

Wie zuvor bei der direkten Stromregelung ist auch hier die Bildung der Grundwelle mit möglichst geringen Oberschwingungsanteilen und das Erreichen der Amplitude das Ziel. Untersucht wird hier das Regelverhalten ohne Überführung der Oberschwingungskomponenten in das dq-System. Sollen diese Komponenten ebenfalls transformiert werden ist, um die Frequenz der entsprechenden Oberschwingungskomponente zu treffen, der elektrische Winkel mit dem Faktor $\mu = 2, 3, 4, \dots$ des Oberschwingungsanteils zu multiplizieren.

Die Regeldifferenz aus dem Sollwert Null und den $\alpha\beta$ -Komponenten $I_{x1}, I_{y1}, I_{x2}, I_{y2}, I_{x3}$ wird zusammen mit der Regeldifferenz aus den Sollwerten $\hat{I}_{d,soll}$ und $\hat{I}_{q,soll}$ und den dq-Komponenten I_d und I_q über sieben PI-Regler in die Spannungskomponenten $U_d, U_q, U_{x1}, U_{y1}, U_{x2}, U_{y2}$ und U_{x3} gewandelt.

Die Rücktransformation in das Drehsystem erfolgt in der umgekehrten Reihenfolge unter Verwendung der inversen Matrizen.

Die 0_+ -Komponente (der Mittelwert) wird nicht geregelt. Das Sternpunktpotential der Wicklung soll mittig zwischen der Batteriespannung liegen, daher wird die Spannung U_{0+} bei der Rücktransformation zu Null gesetzt.

Wie zuvor im Kapitel 4.2.6 wird, um der induzierte Spannung entgegen zu wirken dem Regelkreis entspringenden Spannungen ein Vorsteuerwert hinzuaddiert.

Abbildung 4.32 zeigt das Ergebnis der Simulation bei der Drehzahl $n = 10\,000 \frac{1}{\text{min}}$, einer Sollwertvorgabe von $\hat{I}_{d,soll} = 0 \text{ A}$, $\hat{I}_{q,soll} = 170 \text{ A}$ und das Ergebnis der vorangegangenen Simulation der direkten PI-Regelung mit Vorsteuerung bei gleicher Einstellung. Die feldorientierte Stromregelung zeigt sowohl eine verbesserte Kurvenform als auch eine bessere Amplitudenregelung.

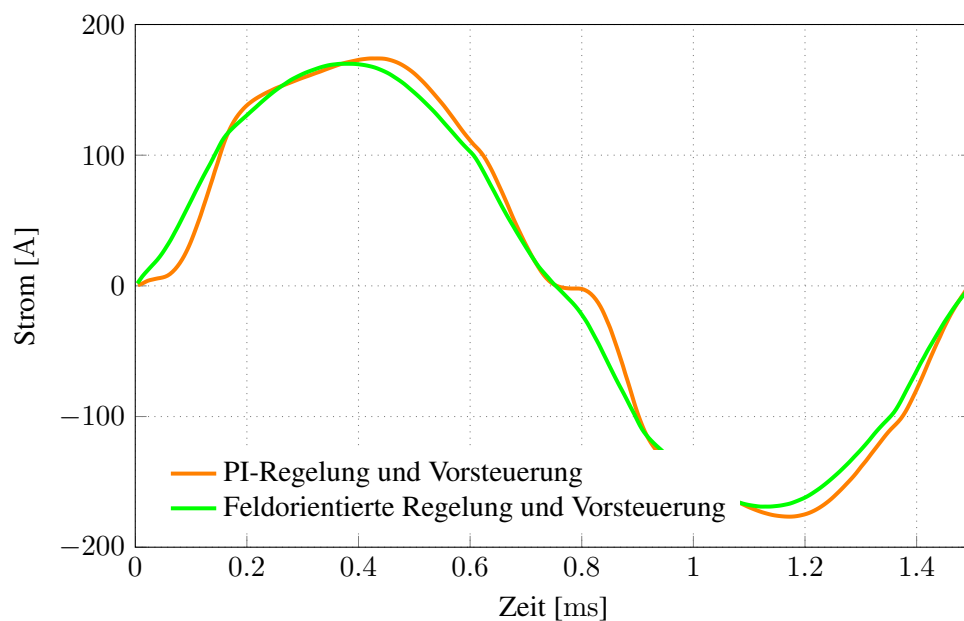


Abbildung 4.32: Strom Kurvenform der feldorientierten Regelung bei $10\,000 \frac{1}{\text{min}}$

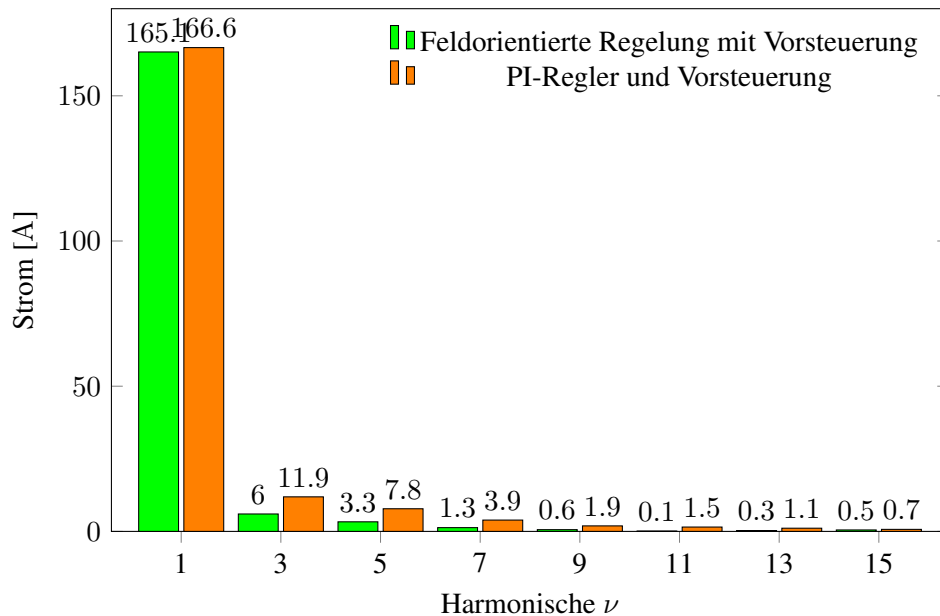


Abbildung 4.33: Harmonische des Phasenstroms bei 10 000 $\frac{1}{\text{min}}$

4.2.8. Fazit der Regelung

Die feldorientierte Regelung des Stroms weist eine höhere Genauigkeit hinsichtlich der Kurvenform und der Amplitude gegenüber der direkten Stromregelung auf. Durch die Clarke-Park-Transformation erhöht sich die Anzahl der Rechenschritte gegenüber einer direkten Stromregelung, und somit die Anforderung an die Ressourcen des FPGAs.

Die direkte Stromregelung mit einem Proportionalregler und einer Vorsteuerung zeigt zwar nicht die Genauigkeit hinsichtlich der Kurvenform und Amplitude, ist jedoch wesentlich ressourcenschonender. Sie kommt je Phase mit einer Sinustabelle zur Erzeugung der Grundwelle und einer zur Vorsteuerung der induzierten Spannung aus.

Soll, wie in Kapitel 3.3.2 vorgeschlagen, die Kurvenform geändert werden, reicht der Austausch der Tabellen. Die Kurvenform der feldorientierten Regelung kann nur in kleineren Grenzen durch Überlagerung der Oberschwingungen verändert werden.

Die direkte PI-Regelung regelt die Grundwelle besser aus als eine Proportionalregelung, zeigt jedoch auch den Hang zum Überspringen.

Aufgrund der höheren Regelgenauigkeit wird für die weitere Vermessung des Motormagnetkreises die feldorientierte Regelung verwendet.

4.2.9. Pulsmuster

Bei der Pulsweitenmodulation wird die Versorgungsspannung über Leistungsschalter gepulst auf einen Verbraucher oder eine Induktivität geschaltet, um im Mittel eine gewünschte Spannung einzustellen (Beispielhaft im Diagramm 4.34 dargestellt).

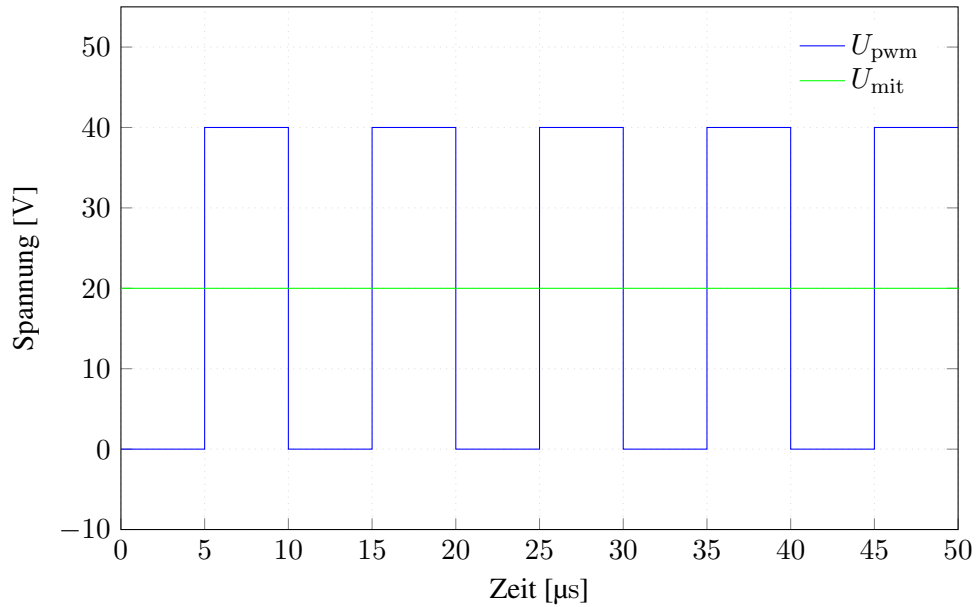


Abbildung 4.34: Beispiel PWM

Die Anzahl der möglichen Schalterstellungen wächst mit der Anzahl der Schalter. Bei einer Vollbrücke, wie in Abbildung 4.35 dargestellt, wird die Spannung U_L über die Potentiale ϕ_1 und ϕ_2 eingestellt (Gleichung 4.8).

$$U_L = \phi_1 - \phi_2 \quad (4.8)$$

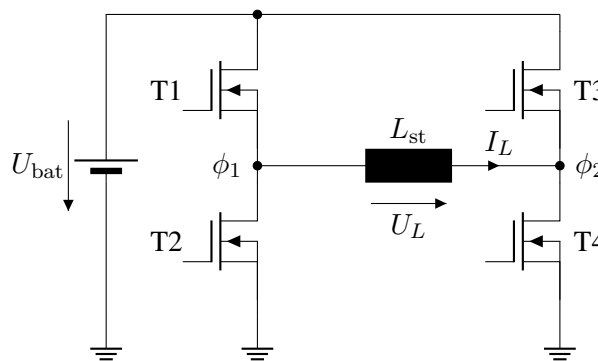


Abbildung 4.35: Halbbrücke mit Induktivität

Soll I_L ein Wechselstrom ohne Gleichanteil sein, verteilen sich die Leitverluste gleichmäßig

über die vier MOSFETs, wenn sie zu gleichen Teilen den Strom tragen. Daher werden die Bedingungen aus den Gleichungen 4.9 und 4.10 eingeführt.

$$\phi_1 = \frac{U_{\text{bat}} + U_L}{2} \quad (4.9)$$

$$\phi_2 = \frac{U_{\text{bat}} - U_L}{2} \quad (4.10)$$

Ein Pulsmuster kann wie in Abbildung 4.36 dargestellt, über ein zusätzliches Dreieckssignal generiert werden. Das Sollpotential ϕ_{soll} wird über eine Vergleichsfunktion mit dem Referenz-Dreieckssignal U_{ref} verglichen. Ist das Sollpotential ϕ_{soll} größer, wird der obere MOSFET ein-, und der untere ausgeschaltet. Ist das Sollpotential kleiner, ist es umgekehrt. Damit der Istwert des pulswidenmodulierten Potentials dem des Sollwerts entspricht, muss das Dreieckssignals U_{ref} zwischen der positiven und der negativen Batteriespannung U_{bat} liegen.

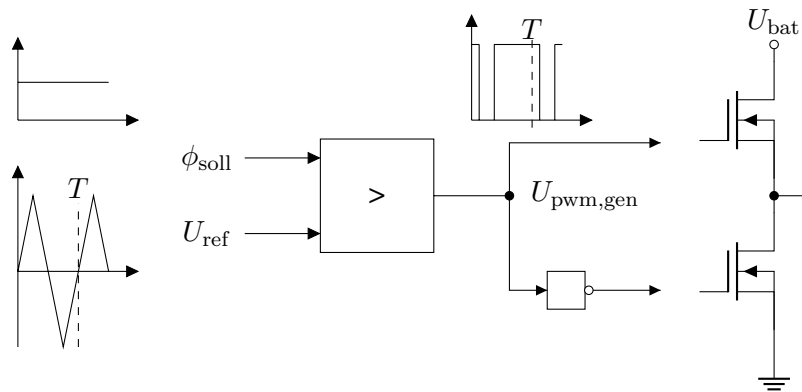


Abbildung 4.36: PWM-Generator mit Vergleich

Die Frequenz des Dreieckssignales bestimmt die Schaltfrequenz der MOSFETs. Die Dreieckssignale der zwei Halbbrücken einer Vollbrücke können nun zeitlich synchron verlaufen, wie in Abbildung 4.37 dargestellt oder zeitlich versetzt. Abbildung 4.38 zeigt die Ansteuerung der Halbbrücken um eine halbe Periode versetzt $t_{\text{vers}} = \frac{T}{2} = 5 \mu\text{s}$.

Der Achtphaseninverter kann ebenfalls mit einer synchronen Referenz-Dreiecksspannung U_{ref} betrieben werden oder mit versetzten Signalen. Wobei der Betrieb mit versetzten Referenzsignalen mehrere symmetrische Varianten bietet. Die naheliegendste Variante ist ein Versatz um ein Achtel der Periode ($t_{i,\text{vers}} = \frac{T}{8} \cdot i$ mit $i = 1, \dots, 8$). Diese wird zusammen mit der Variante eine viertel Periode Phasenversatz ($t_{i,\text{vers}} = \frac{T}{4} \cdot i$ mit $i = 1, \dots, 8$), im Fazit diskutiert. Untersucht werden weiterhin die Varianten, dass Phasen L5 bis L8 um $t_{\text{vers}} = \frac{T}{2} = 5 \mu\text{s}$ zeitlich versetzt zu den Dreiecksspannungen der Phasen L1 bis L4 betrieben werden (Abbildung 4.39) und der synchrone Betrieb der Referenzspannungen aller Phasen (Abbildung 4.42).

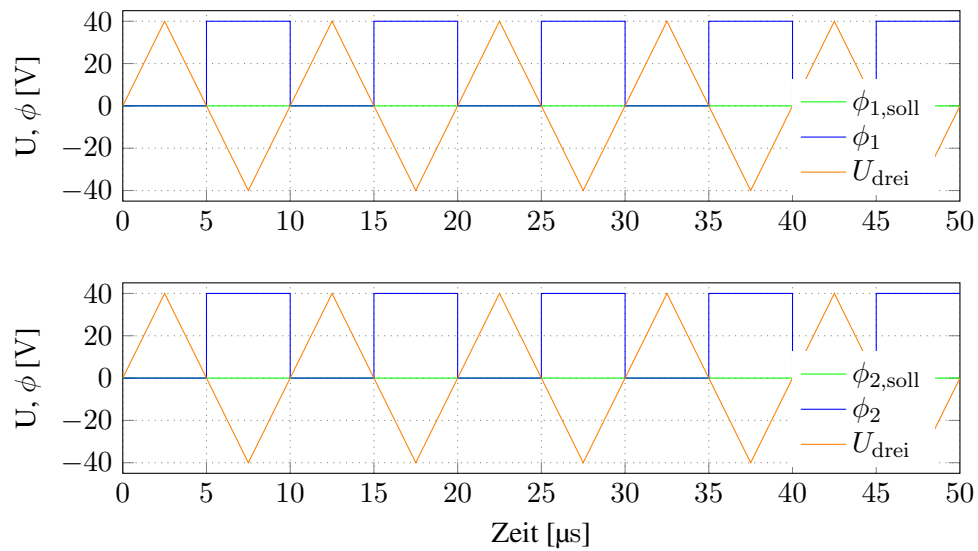


Abbildung 4.37: Zeitlich synchrone Dreiecksspannung $t_{vers} = 0$

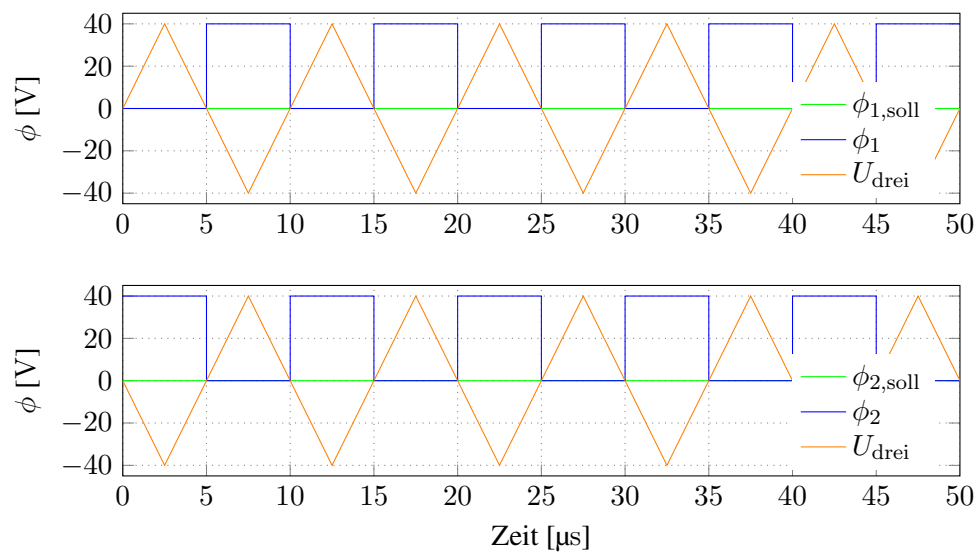


Abbildung 4.38: Zeitlich versetzte Dreiecksspannung $t_{vers} = \frac{T}{2}$

4.2.10. Zeitlich versetztes Pulsmuster

Abbildung 4.39 zeigt das Ersatzschaltbild der acht Halbbrücken der Phasen L1 bis L8 und die Widerstände, Induktivitäten und die induzierte Spannung der angeschlossenen Käfigwicklungen. Die Schalterstellungen entsprechen dem Zeitpunkt $t = 7,5 \mu\text{s}$ der Abbildung 4.38, bei einem um $t_{\text{vers}} = \frac{T}{2} = 5 \mu\text{s}$ versetzten Betrieb der Dreiecks-Referenzspannungen der Phasen L5 bis L8 zu den Dreiecksspannungen der Phasen L1 bis L4.

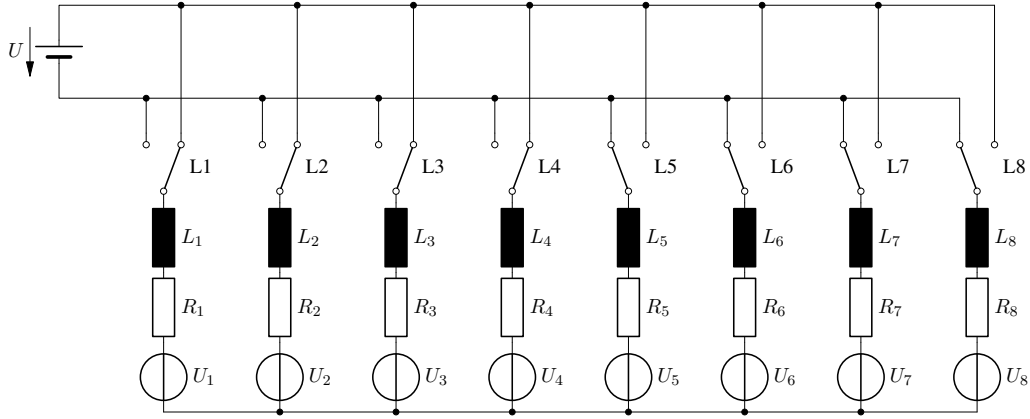


Abbildung 4.39: Versetztes Schalten

Der Stromripple ist abhängig von der Schaltfrequenz und der Spannung, die über der Stabinduktivität anliegt. Dieses Pulsmuster hat zur Folge, dass die Batteriespannung kontinuierlich positiv oder negativ über jeweils zwei Stäbe in Reihe anliegt. Die Spannung über der Induktivität ist die halbe Batteriespannung abzüglich der induzierten Spannung und der Spannung über dem Stabwiderstand. Wird dieser vernachlässigt, ergibt dies Gleichung 4.11.

$$I_{\text{ss}} = \frac{(U_{\text{bat}} - U_i) \cdot T}{4 \cdot L} \quad (4.11)$$

Stromripple versetztes Schalten

Der höchste Ripplestrom I_{ss} entsteht demnach im Nulldurchgang der induzierten Spannung. Abbildung 4.40 zeigt das Ergebnis der Simulation mit einer Batteriespannung von $U_{\text{bat}} = 40 \text{ V}$ und einer Drehzahl $n = 10\,000 \frac{1}{\text{min}}$. Der Stromripple beträgt circa $I_{\text{ss}} = 40 \text{ A}$. Der kleinste Ripplestrom I_{ss} entsteht bei Höchstdrehzahl während des Scheitelwerts des Stroms. Abbildung 4.41 zeigt, dass dieser bis auf circa $I_{\text{ss}} = 4 \text{ A}$ sinkt.

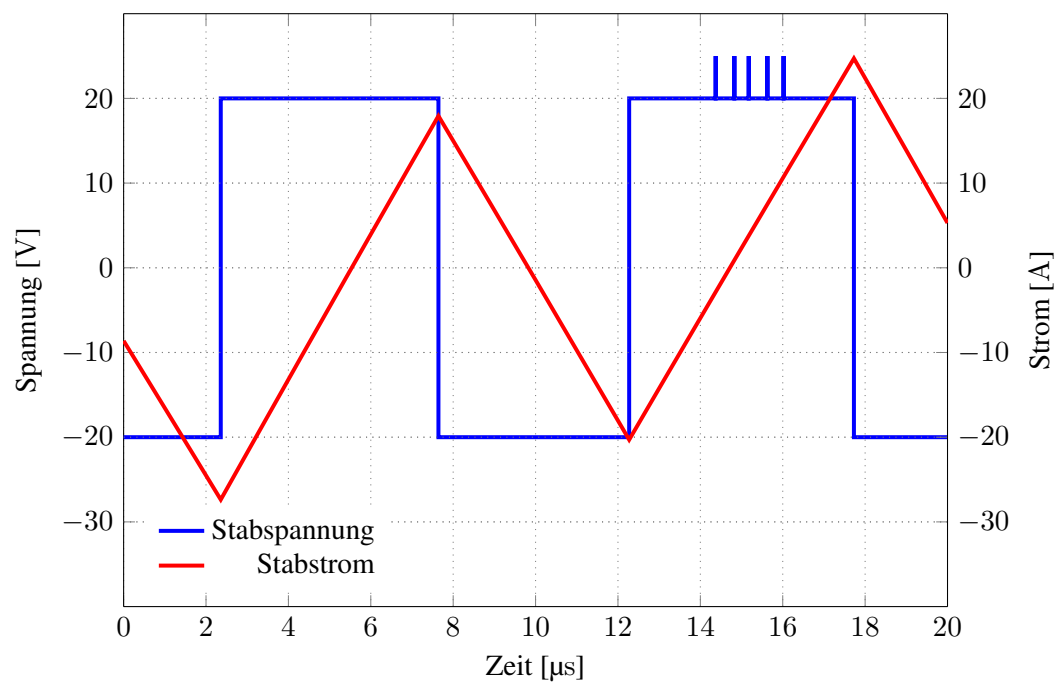


Abbildung 4.40: Gegensinniges Schalten im Nulldurchgang bei $10\,000 \frac{1}{\text{min}}$

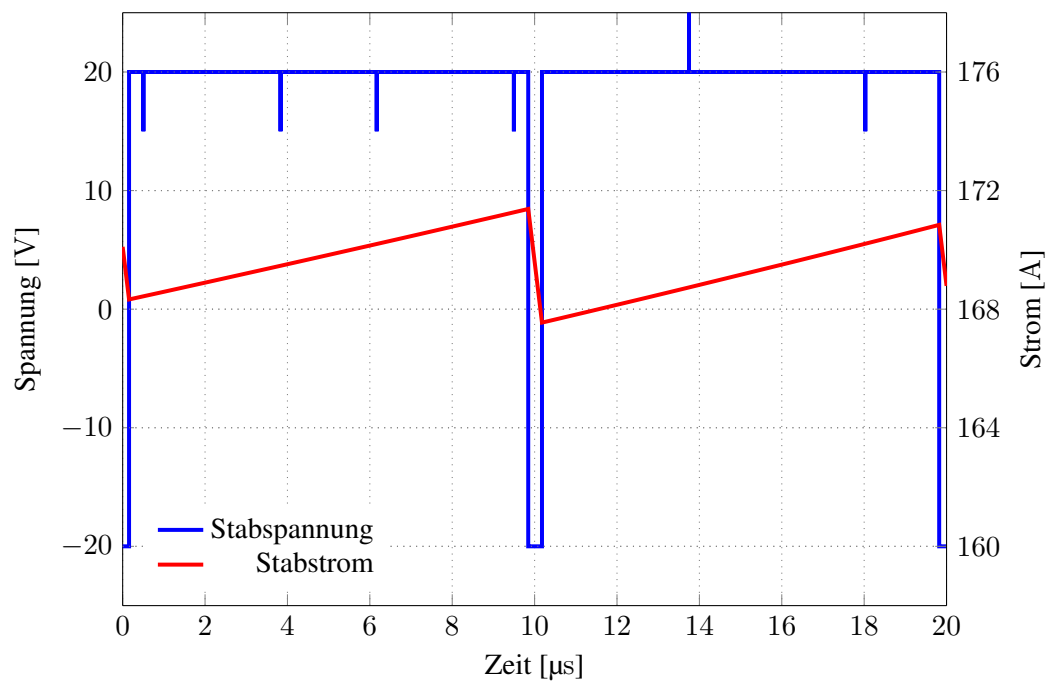


Abbildung 4.41: Gegensinniges Schalten im Scheitelwert bei $10\,000 \frac{1}{\text{min}}$

4.2.11. Synchrones Schalten

In Abbildung 4.42 sind die Schalterstellungen dargestellt, die dem Zeitpunkt $t = 2,5 \mu\text{s}$ der Abbildung 4.37 entsprechen. Werden die PWM-Muster über synchrone Referenz-Dreiecksspannungen erzeugt, und keine Spannung vorgegeben, wechselt das Potential der Stäbe zeitgleich zwischen positivem und negativem Batteriepotential, sodass keine Batteriespannung über den Stäben anliegt und kein Stromanstieg über diese erfolgt. Lediglich die induzierte Spannung sorgt für signifikante Stromänderungen. Diese Betriebspunkte werden Freilaufbetrieb genannt. Werden unterschiedliche Aussteuergrade vorgegeben, liegen für die Zeit der Differenz die Batteriespannung über den Induktivitäten an. Wird die Spannung in Stromrichtung aufgeschaltet, wird der Wicklung Energie hinzugefügt und der Antrieb befindet sich im motorischen Betrieb. Wird die Batteriespannung negativ zur Stromrichtung angelegt, wird der Wicklung Energie entzogen und der Antrieb befindet sich im generatorischen Betrieb.

Der Stromrippel ist nun nicht mehr von der Batteriespannung abhängig, sondern von der induzierten Spannung, sodass für eine annähernde Bestimmung Gleichung 4.12 genutzt wird. Der Stromrippel ist drehzahlabhängig und weist den höchsten Stromrippel $I_{ss} = 27 \text{ A}$ bei einer Höchstdrehzahl von $n = 10\,000 \frac{1}{\text{min}}$ auf.

$$I_{ss} = \frac{U_i \cdot T}{4 \cdot L} \quad (4.12)$$

Stromrippel gleichsinniges Schalten

Abbildungen 4.43 bis 4.46 zeigen den Stromrippel, sowie den Spannungsverlauf über einem Stab aus der Simulation mit einer Batteriespannung von $U_{\text{bat}} = 40 \text{ V}$. Durch das versetzte Schalten der Halbbrücken bei unterschiedlichen Aussteuergraden hat der Spannungsverlauf über den Stäben mehr als zwei Spannungslevel, wie sie beim gegensinnigen Schalten auftreten. Abbildung 4.45 beginnt zum Zeitpunkt $t = 0,7744 \text{ s}$ mit der Schalterstellung aus Abbildung 4.42, alle Schalter sind auf dem negativen Batteriepotential. Die Halbbrücke S1 besitzt den höchsten Aussteuergrad und schaltet als erste zum positiven Batteriepotential um. Durch den so gebildeten Spannungsteiler liegt sieben Achtel der Batteriespannung über dem Stab an.

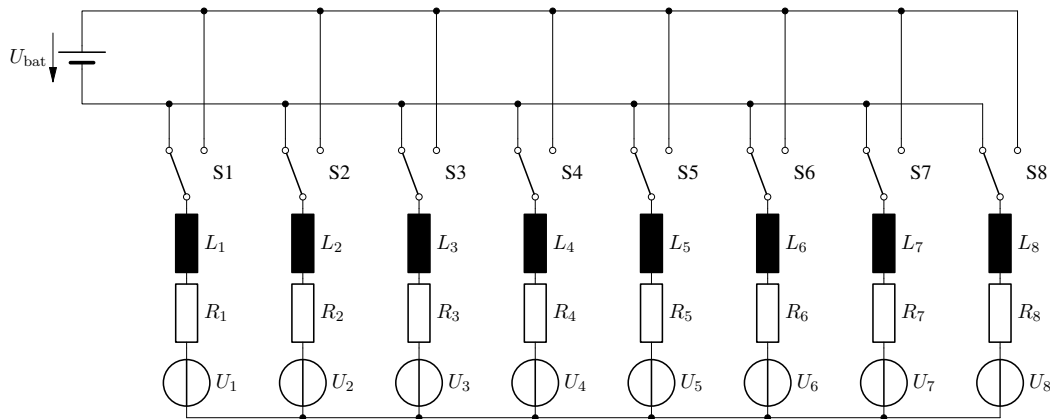


Abbildung 4.42: Gleichsinniges Schalten

Wird der Inverter mit $U_{\text{bat}} = 40 \text{ V}$ versorgt, so liegen über dem ersten Stab $U_1 = 35 \text{ V}$ an. Schalten die Halbbrücken des Achtphaseninverters nacheinander, so besitzt der Spannungsverlauf über dem Stab acht Level. Der Stromrippel bei $n = 4200 \frac{1}{\text{min}}$ beträgt in der Amplitude

des Stroms noch $I_{ss} = 5$ A. Der maximale Stromrippel im Nulldurchgang des Stroms wird auf $I_{ss} = 11$ A reduziert.

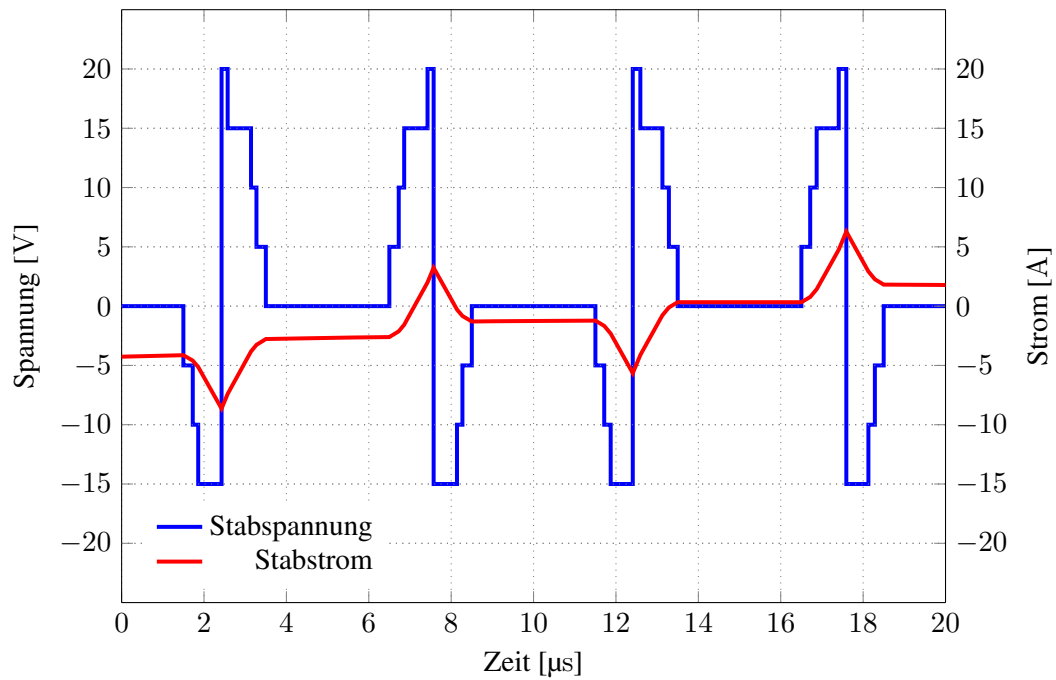


Abbildung 4.43: Gleichsinniges Schalten im Nulldurchgang bei $4200 \frac{1}{\text{min}}$

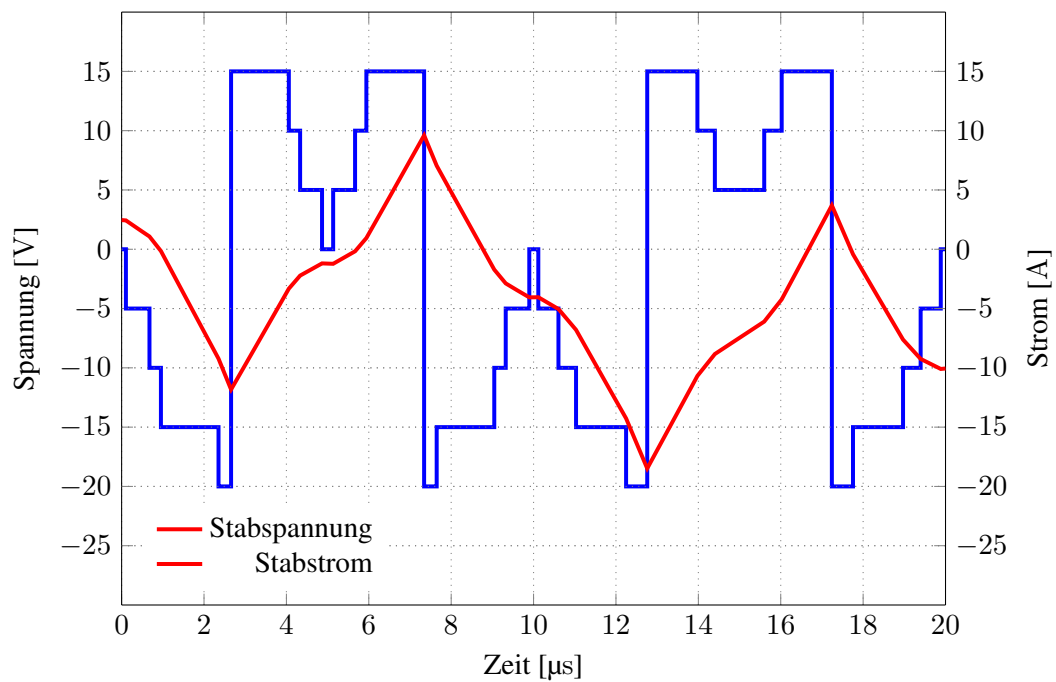


Abbildung 4.44: Gleichsinniges Schalten im Nulldurchgang bei $10\,000 \frac{1}{\text{min}}$

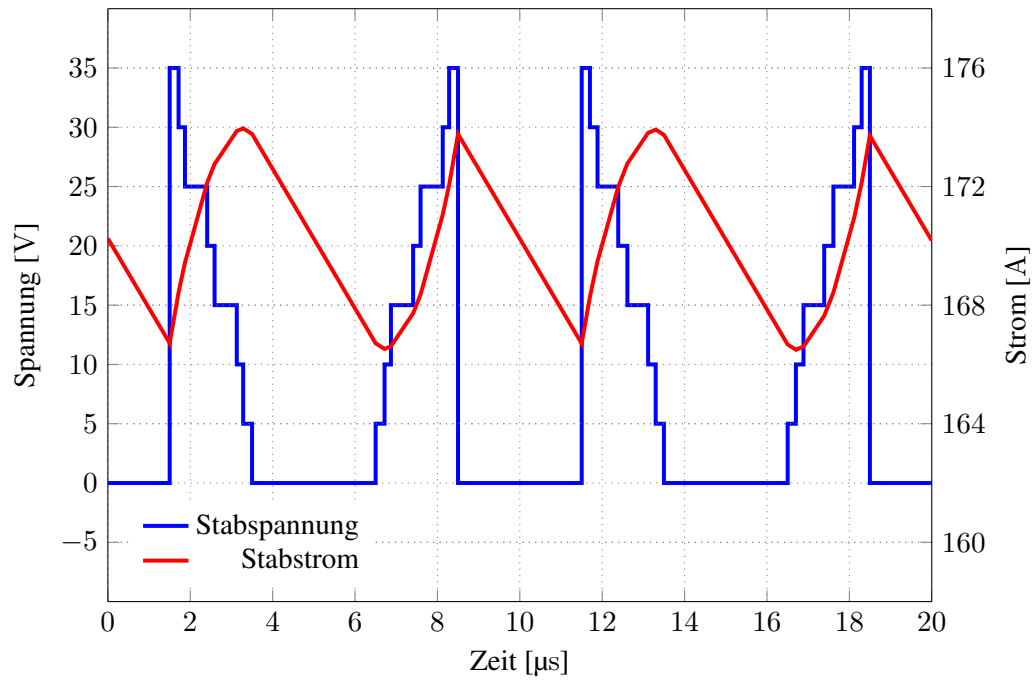


Abbildung 4.45: Gleichsinniges Schalten im Scheitelwert bei $4200 \frac{1}{\text{min}}$

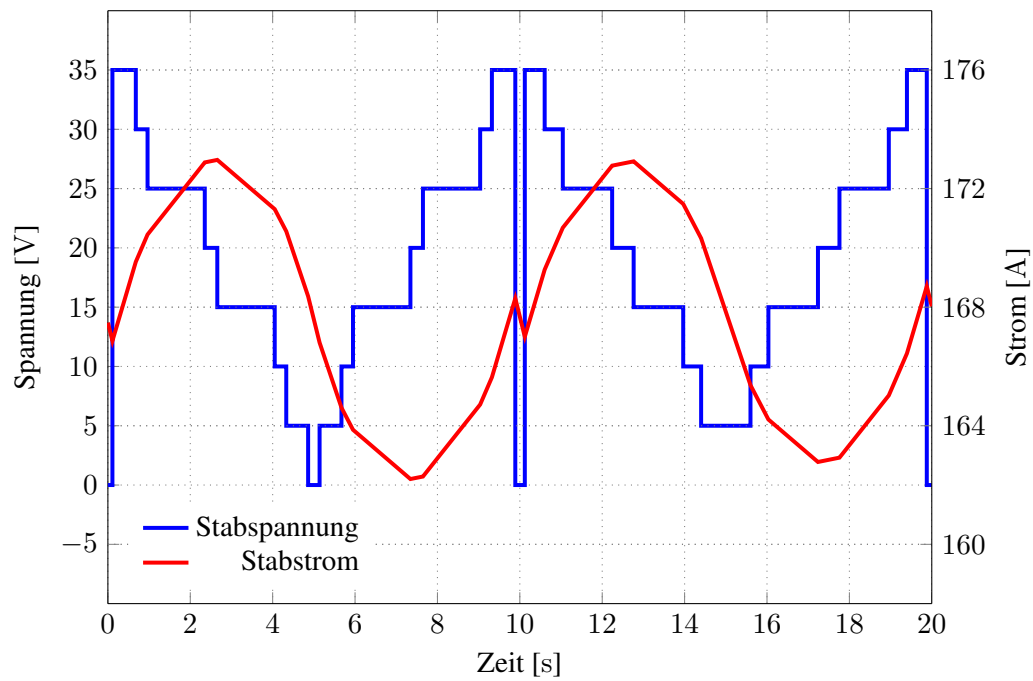


Abbildung 4.46: Gleichsinniges Schalten im Scheitelwert bei $10\,000 \frac{1}{\text{min}}$

4.2.12. Fazit der Pulsmuster

Werden die Pulsmuster der Halbbrücken durch zeitlich versetzte Referenzspannungen generiert, liegt während des Freilaufbetriebs die Batteriespannung über den Stäben an. Dies führt zu Blindströmen, die zwischen den Zwischenkreiskondensatoren und der Wicklungsinduktivität fließen. Diese Blindströme erhöhen die Amplitude des Stromrippels und die Eisenverluste des Motors steigen. Dies gilt für das untersuchte Pulsmuster bei dem die Phasen L5 bis L8 um $t_{\text{vers}} = \frac{T}{2}$ gegenüber L1 bis L4 verschoben sind, aber auch für die Varianten mit einer Verschiebung zwischen den Halbbrücken von $(t_{i,\text{vers}} = \frac{T}{8} \cdot i \text{ mit } i = 1, \dots, 8)$ oder $(t_{i,\text{vers}} = \frac{T}{4} \cdot i \text{ mit } i = 1, \dots, 8)$. Die versetzte Ansteuerung der Pulsmuster ($t_{i,\text{vers}} = \frac{T}{8} \cdot i$ und $(t_{i,\text{vers}} = \frac{T}{4} \cdot i$ führt dazu, dass die Energie nacheinander zwischen den Zwischenkreiskondensatoren und der Wicklung getauscht wird, sodass kleinere Stromspitzen mit einer erhöhten Frequenz im Summenzwischenkreisstrom entstehen.

Werden die Halbbrücken synchron betrieben, wird die Energie aller Halbbrücken zeitgleich getauscht und führen damit zu einem höheren Summenzwischenkreisstrom. Der tatsächliche Effekt auf die Zwischenkreiskondensatoren wurde jedoch nicht untersucht. Jede Halbbrücke besitzt zur Reduktion der Zwischenkreisinduktivität eigene Zwischenkreiskondensatoren. Es ist möglich, dass eine zeitliche Verteilung der Pulsenergien, durch die layoutbedingten Induktivitäten, einen geringeren Effekt auf die Zwischenkreisströme hat, als die Blindleistung, die bei den versetzten Betriebsarten zwischen Wicklung und Zwischenkreis getauscht wird.

Das synchrone Schalten reduziert durch den Freilaufbetrieb den Rippelstrom und die Blindleistung, die zwischen Zwischenkreis und Wicklung getauscht wird. Durch die kleineren Rippelströme verursacht das synchrone Schalten geringere Eisenverluste. Für die Vermessung des Motormagnetkreises wird aufgrund der geringeren Verluste das synchrone Pulsmuster verwendet.

4.3. Batterie

Für die Betrachtung der Batterie wird der Flussdichteverlauf für die Batteriestrommessung und die Wärmeübertragung vom Motor auf das Batteriegehäuse simuliert. Für beide Simulationen wird die Finite-Elemente Methode verwendet.

4.3.1. Batteriestrommessung

Der Batteriestrom wird über einen Hallsensor gemessen, der über der Sammelstromschiene des Batteriepakets platziert wird. Der Hallsensor misst die resultierende Flussdichte des Stroms. Zur Simulation des Flussdichteverlaufs wird die Sammelstromschiene als 3D-Teil in eine FEM-Simulationsumgebung importiert. In die Stirnflächen der Stromschiene wird ein Strom von $I_{\text{bat}} = 450 \text{ A}$ eingeprägt.

Abbildung 4.47a zeigt die Übersicht der Simulation. Von Rot nach Blau ist der Potentialverlauf über die Busschiene dargestellt. Abbildung 4.47b zeigt einen Schnitt mittig durch die Verjüngung zur Flussanhebung der Busschiene. Der Farbverlauf zeigt die Flussdichte um die Verjüngung.

Die nächste Abbildung zeigt als durchgezogene Linie den Verlauf der Flussdichte aus der Simulation in z-Richtung und als gepunktete Linie den Verlauf der Gleichung 3.80. Der Punkt null Millimeter ist das Zentrum der Busschiene. Damit die Ergebnisse übereinander liegen, wird das Ergebnis der Analyse um die Hälfte der Dicke der Busschiene verschoben.

Bei einem Abstand von 2,6 mm der Schiene besitzt das analytisch ermittelte Feld eine Stärke von $B = 9,2 \text{ mT}$, aus der Simulation ergibt sich $B = 9,6 \text{ mT}$. Die Differenz beträgt 5 %.

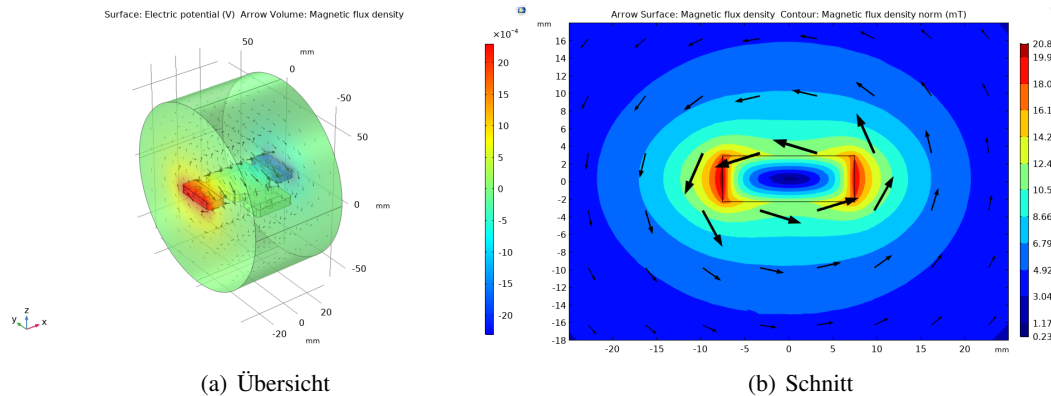


Abbildung 4.47: Simulation der BMS Strommessung [38]

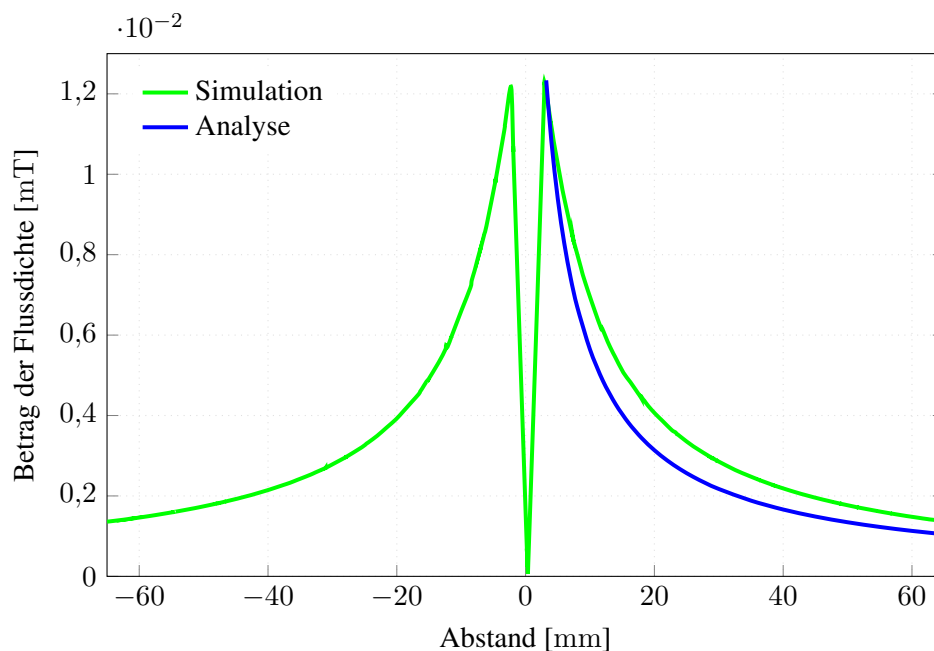


Abbildung 4.48: Betrag der Flussdichte in z-Richtung [38]

4.3.2. Kühlung

Die Verbindung der Batteriepakete mit dem Motor ist als Schwalbenschwanzführung ausgeführt. Eine thermische Kopplung zwischen Batterie und Motor ist nicht erwünscht, jedoch über die Aluminiumstege der Führungen nicht vermeidbar. Zur Bewertung dieser Verbindung wird ein vereinfachtes CAD-Modell in eine Finite-Elemente-Simulation überführt (in Abbildung 4.49 dargestellt). Der innenliegende Motor wird durch einen massiven Block ersetzt. Die

Wärmerohre bestehen aus Stangen, die einen Wärmeleitwert $\lambda_{\text{th,pipe}} = 79\,578 \frac{\text{W}}{\text{m}\cdot\text{K}}$ vorgegeben bekommen. Der Batteriehalter und dem Motorblock werden der Wärmeleitwert $\lambda_{\text{th,al}} = 220 \frac{\text{W}}{\text{m}\cdot\text{K}}$ von Aluminium gegeben. Es wird flächig verteilt über die Stirnseite des Motorblocks, stellvertretend für den Inverter, eine Wärmeleistung von $P_{\text{w,S}} = 150 \text{ W}$ eingebracht. Zur Simulation der Eisen- und Stromwärmeverluste, werden $P_{\text{w,Fe,I}} = 350 \text{ W}$, auf das Volumen der Blocks verteilt, in das System eingebracht. Hochgerechnet auf das gesamte System, entspricht die eingebrachte Wärmeleistung mit $P_{\text{w}} = 2 \text{ kW}$ der maximalen Kühlleistung der inneren Wärmerohre. Zur Simulation des Wasserkühlers werden die rückseitigen Stirnflächen der Wärmerohre auf $T = 25^\circ\text{C}$ gehalten.

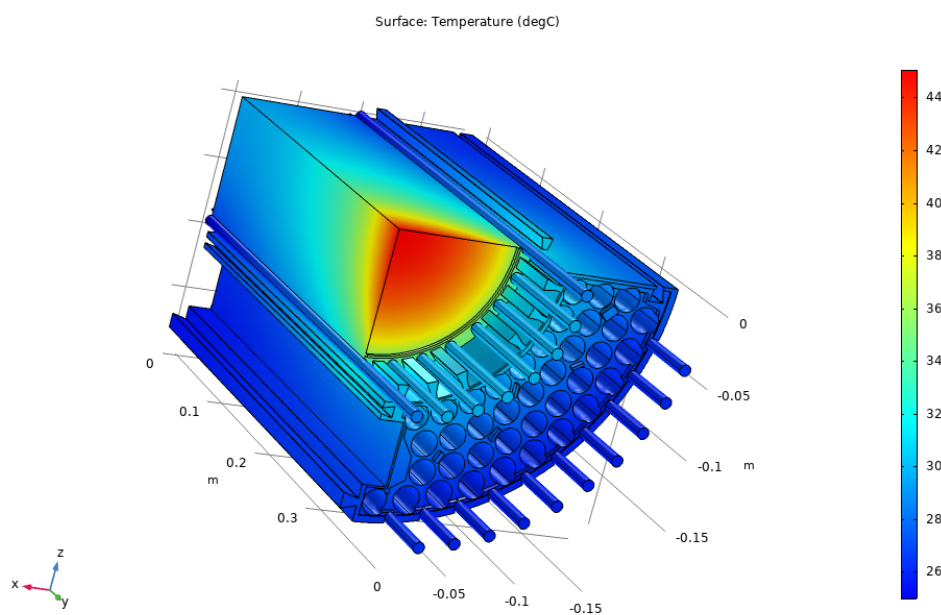


Abbildung 4.49: Übersicht der Simulation [38]

Abbildung 4.50 zeigt einen Schnitt in der zx -Ebene durch den Körper, 300 mm von der Kühlung entfernt knapp unterhalb des Wärmeeintrags des Inverters. Die Innenseite des Batteriehalters wird durch die Verbindungsstege zum Motor auf 33°C erwärmt. Dies entspricht einer Temperaturdifferenz von $\Delta T = 8 \text{ K}$ zum Kühlwasser und reduziert den Abstand zur maximalen Betriebstemperatur der Zellen.

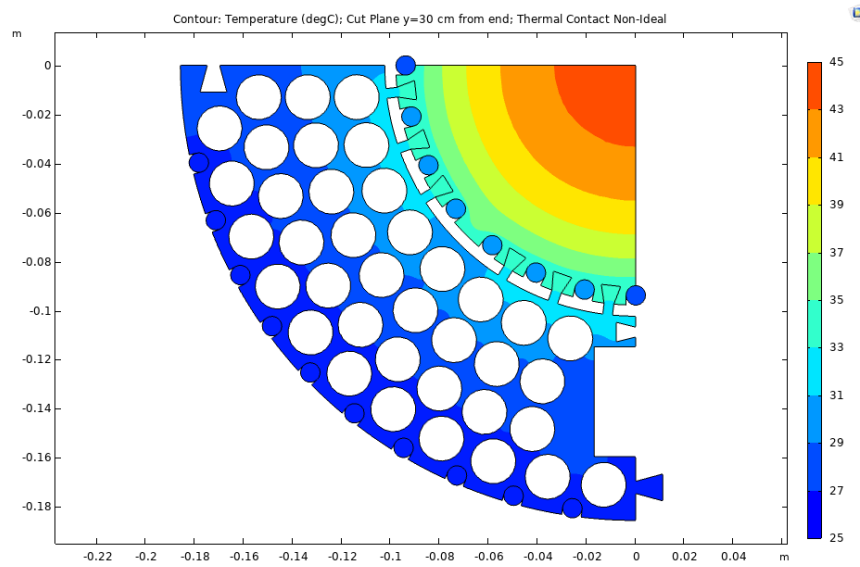


Abbildung 4.50: Schnitt der Simulation [38]

5. Aufbau

Auf die Feindimensionierung folgt der Aufbau des Demonstrators und Vermessungsmusters, dargestellt in Abbildung 5.1. Im Zentrum des Antriebs befindet sich der Synchronmotor (1). Auf das Motorgehäuse ist eines der vier Batteriepakete (3) installiert. Die Leistungselektronikplatine des Inverters (2) verbindet die Motorwicklung (9), dessen Stabenden aus dem Motorgehäuse ragen, mit der Batterie. Um die Anschlusslaschen (9) der Leistungselektronik mit den Stäben zu verbinden, werden Klammern verwendet, die nicht abgebildet sind. Die Leistungs-MOSFETs des Inverters (10) werden über den Leistungselektronikkühlkörper (7) gekühlt. Angesteuert wird die Platine über eine Steckverbindung (4). Unter dem Kühlkörper befindet sich die Platine der Phasenstrommessung, sie wird über die vier Steckverbindungen (5), genauso wie die Leistungselektronikplatine, mit der Motor-Control-Unit verbunden (Die MCU ist nicht abgebildet). Die Position des Rotors wird über einen Lagegeber mit Code-scheibe (6) an die MCU übermittelt. Geladen wird der Antrieb über die Batterieanschlüsse (8).

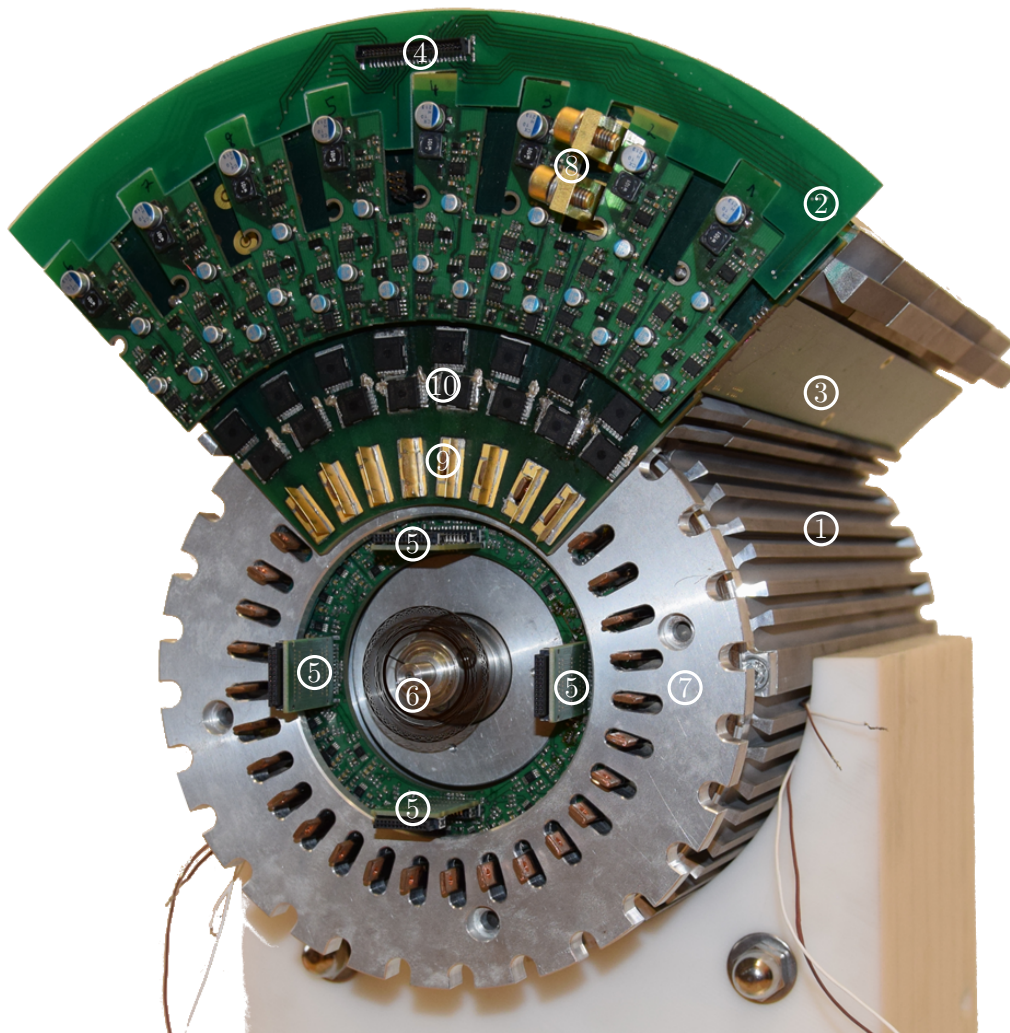


Abbildung 5.1: Antrieb mit einem Batterie-Inverter-Modul ohne MCU

In diesem Kapitel werden die Schaltungen und der Aufbau der Komponenten des Batteriepakets, des Inverters und des Motors vorgestellt.

5.1. Batteriepaket

Abbildung 5.2 zeigt das montierte Batteriepaket. Es besteht aus fünf Batteriemodulen (2) die mit Batteriezellen gefüllt und übereinandergestapelt sind. Auf der einen Seite des Batteriepakets sind die Batteriezellen mit der Leistungselektronik-Platine verbunden (4), auf der anderen Seite mit der Batteriestrommessung (3). Die BMS-Platine liegt in einem Schacht der Batteriemodule und ist über Kartenrandstecker auf der einen Seite mit der Leistungselektronik und auf der anderen Seite mit der Batteriestrommessung verbunden. Zwischen den Batteriemodulen liegen Platinen, die die Batteriezellen untereinander und mit der BMS-Platine verbinden.

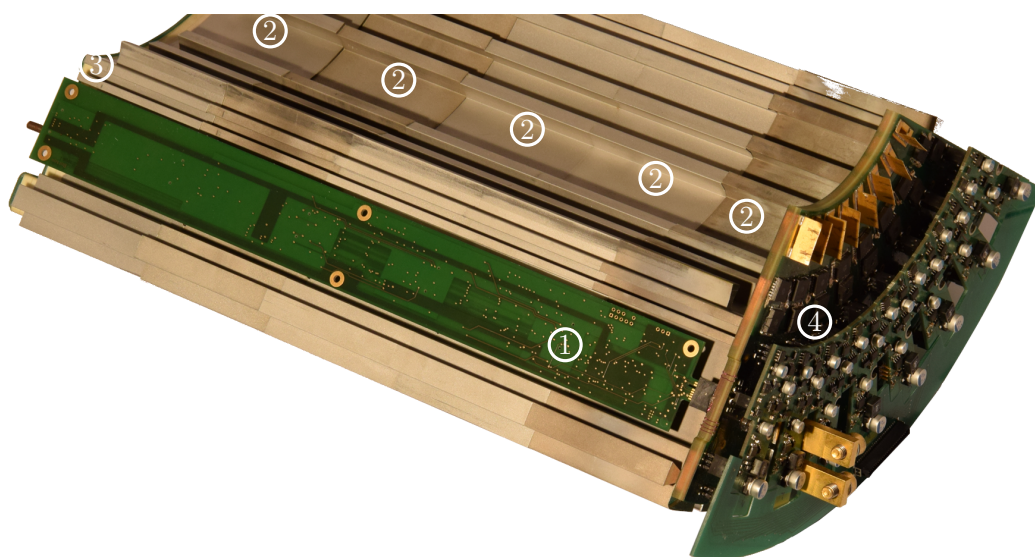


Abbildung 5.2: Batteriepaket und Leistungselektronik

5.1.1. Platinenaufbau der Batteriestrommessung

Die Platine der BMS-Strommessung ist wie die Platine der Leistungselektronik aus Kupferteilen die in FR-4 liegen aufgebaut. Die obere Lage ist eine konventionell hergestellte Platine. Verbunden werden die Lagen mit Prepreg.

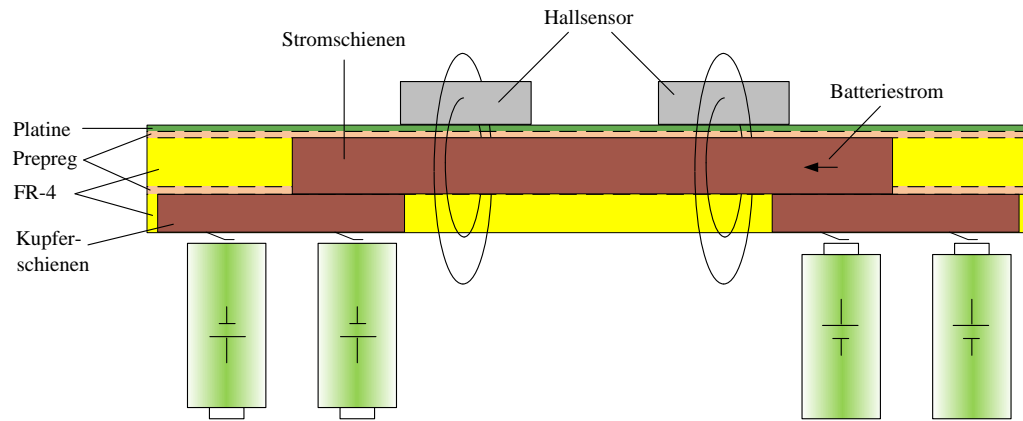


Abbildung 5.3: Schematischer Platinenaufbau der BMS-Strommessung

Abbildung 5.4 zeigt die 3D-Darstellung der verwendeten Kupferteile. Auf der Stromschiene befindet sich ein Batteriemittelpunktanschluss (3). Zwei Hallensensoren werden über den Verjüngungen der Stromschiene im Batteriestrompfad platziert (1). Ein Hallensensor (2) wird über der Verjüngung des Batteriemittelpunktanschlusses platziert.

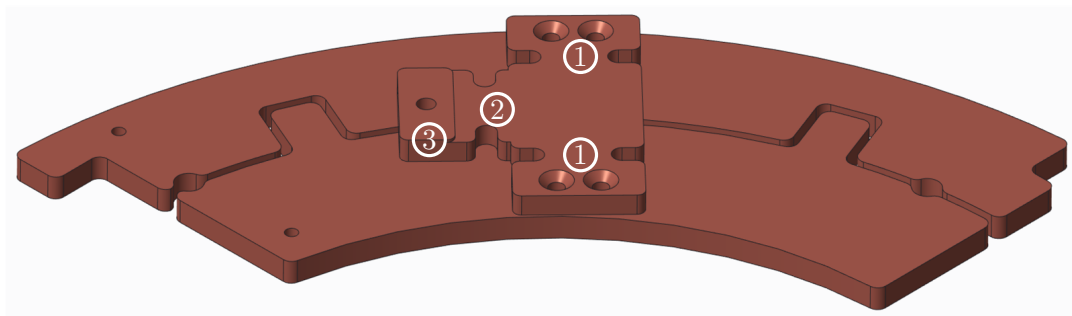


Abbildung 5.4: 3D-Darstellung des Kupferkerns der Strommessung des BMS

In Abbildung 5.5 ist die aufgebaute Platine dargestellt. Der Batteriemittelpunktanschluss (3) ist durch einen Ausschnitt in der oberen Platine sichtbar. Zwei Hallensensoren sind über den Verjüngungen der Stromschiene im Batteriestrompfad platziert (1). Wird der Batteriemittelpunkt elektrisch verbunden, ist ein dritter Hallensensor über der Verjüngung des Batteriemittelpunktanschlusses (2) in der Lage dessen Strom zu erfassen.

Um die Sensordaten auslesen zu können, wird die Platine über den Kartenrandstecker (4) mit der BMS-Platine verbunden.

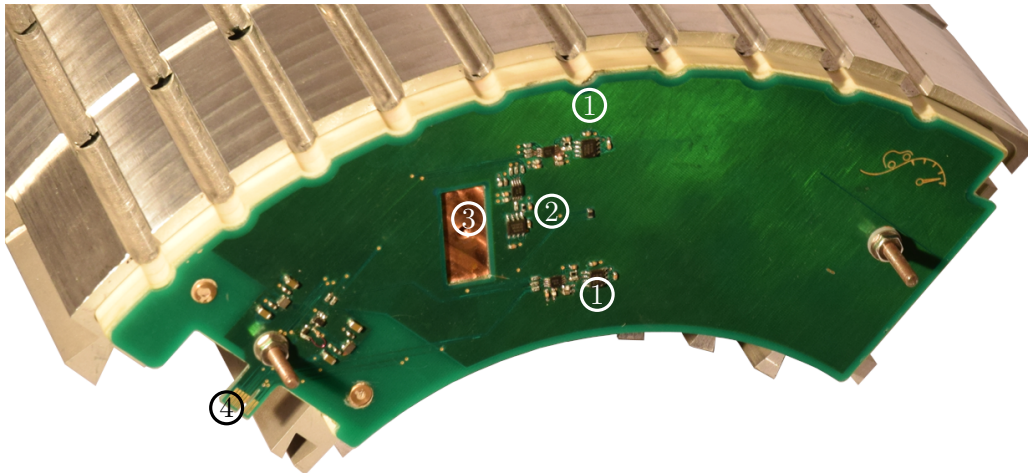


Abbildung 5.5: Strommessung des Batteriemanagementsystem

5.1.2. Aufbau des Batteriemanagementsystems

Das Batteriemanagementsystem (Abkürzung: BMS) überwacht den Zustand der Batteriezellen des Batteriepakets. Es bestimmt aus den Zellspannungen und den Batteriepaketströmen den Ladezustand der Batterie.

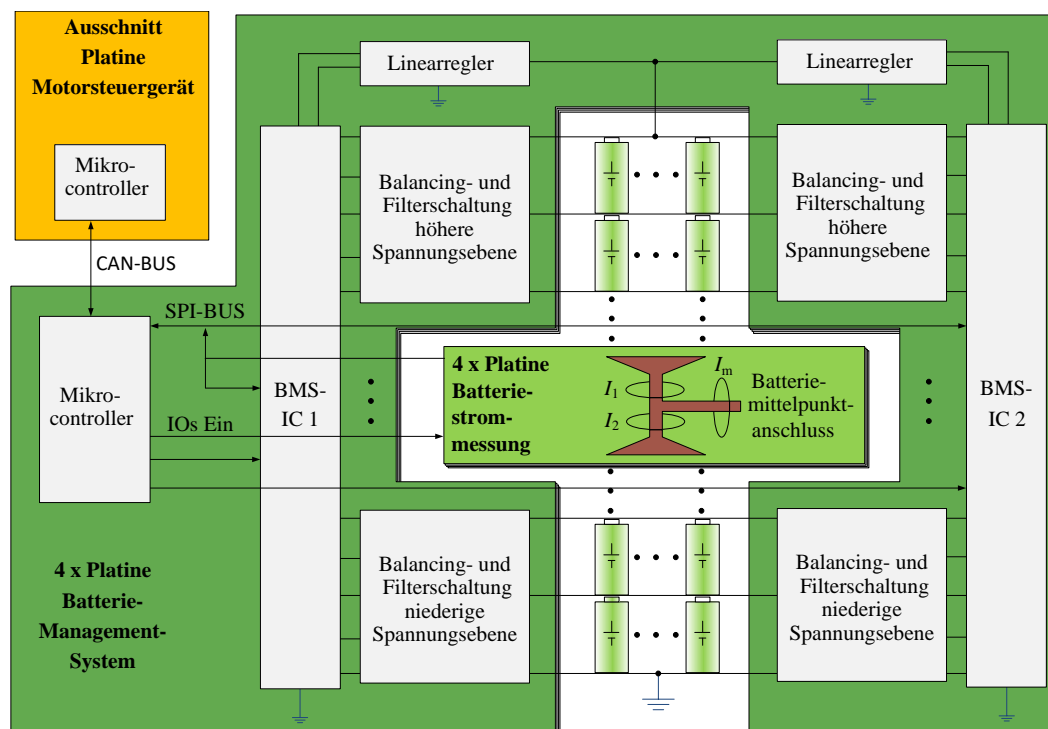


Abbildung 5.6: Schematischer Aufbau des BMS

Außerdem kann es Zellen entladen, um die Spannungen aller Batteriezellen auf ein Niveau zu bringen (Balancing).

Insgesamt werden an diesem Antrieb vier Batteriepakete mit jeweils einem BMS verbaut. Die Batteriemanagementsysteme sind redundant aufgebaut. Abbildung 5.6 zeigt den schematischen Aufbau des BMS.

Sowohl die Zellspannungen als auch die Batteriepaketströme werden pro BMS durch zwei bzw. drei Systeme vermessen. Die redundanten gemessenen Spannungen und Ströme werden miteinander verglichen und ermöglichen eine Fehlererkennung. Zusätzlich können die Leistungsdaten des Inverters (gebildet aus der Drehzahl und den Phasenströmen) und die Leistungsdaten des BMS (Produkt aus dem Batteriestrom und der Batteriespannung) auf Plausibilität geprüft werden.

Die Batteriestrommessung besitzt einen Anschluss am Batteriemittelpunkt.

Eine zusätzliche Funktion bietet der Batteriemittelpunktanschluss. Werden die Mittelpunkte aller vier Batteriepakete miteinander verbunden, ist der Betrieb eines Asynchronmotors mit variabler Polpaarzahl möglich.

5.1.3. Schaltungen des Batteriemanagementsystem

Ein energiesparender M0-Mikrocontroller steuert das BMS. Er ist über einen SPI-BUS mit den zwei Batteriemanagement-ICs (Abkürzung: BM-ICs) und den drei Strommessungen verbunden. Er kann die BMS-ICs in den Energiesparmodus versetzen und die Spannungsversorgung der Strommessungen deaktivieren, um Energie zu sparen.

Der BM-IC bezieht seine Versorgungsspannung aus der Batteriespannung. Hierzu wird ein externer Transistor vom BM-ICs als Längsregler verwendet (5.7). Diese Spannung dient auch der Erzeugung einer Referenzspannung für die DA-Wandlung.

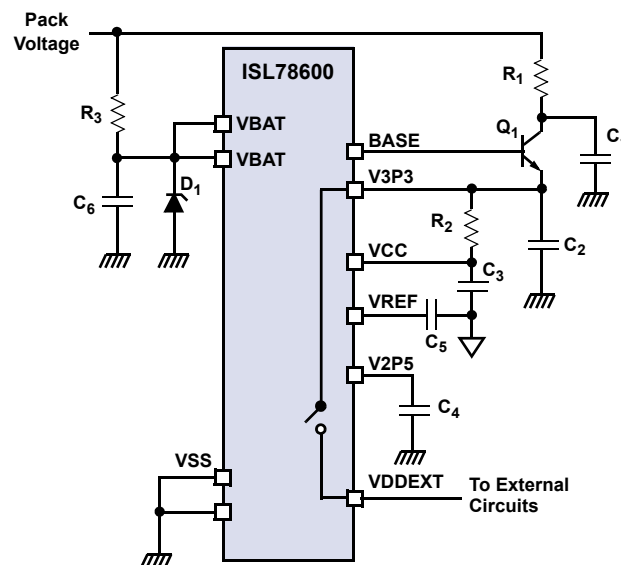


Abbildung 5.7: Linearregler Versorgungs- und Referenzspannung [35]

Sowohl die zehn Zellspannungen als auch vier Temperaturen werden pro BM-ICs gewandelt und an den M0-Mikrocontroller gesendet.

Gebalanced werden die Batteriezellen über einen MOSFET in der Balancing- und Filter-

schaltung, die zwischen den Batteriezellen und den BM-ICs platziert ist. Für die oberen drei Zellen werden p-Kanal-MOSFETs verwendet, für alle darunter liegenden Balancingschaltungen werden n-Kanal-MOSFETs verwendet (Abbildung 5.8). Zum Balancieren wird über die MOSFETs ein $100\ \Omega$ Widerstand parallel zur Zelle geschaltet. In der Messleitung ist jeweils ein Filterkondensator platziert. Die Leiterbahnen der redundanten BM-ICs sind ebenfalls redundant bis zu den Zellen über die Platinen und Steckverbindungen geroutet.

Die BMS-Mikrocontroller der vier Batteriepakete kommunizieren über einen CAN-BUS mit dem Mikrocontroller des Motorsteuergeräts.

Die BM-ICs besitzen eine niedrige Messtoleranz von $\pm 4\text{ mV}$ im Temperaturbereich von $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ bis $60\text{ }^{\circ}\text{C}$. Dies lässt eine hohe Ausnutzung der Batteriekapazität zu.

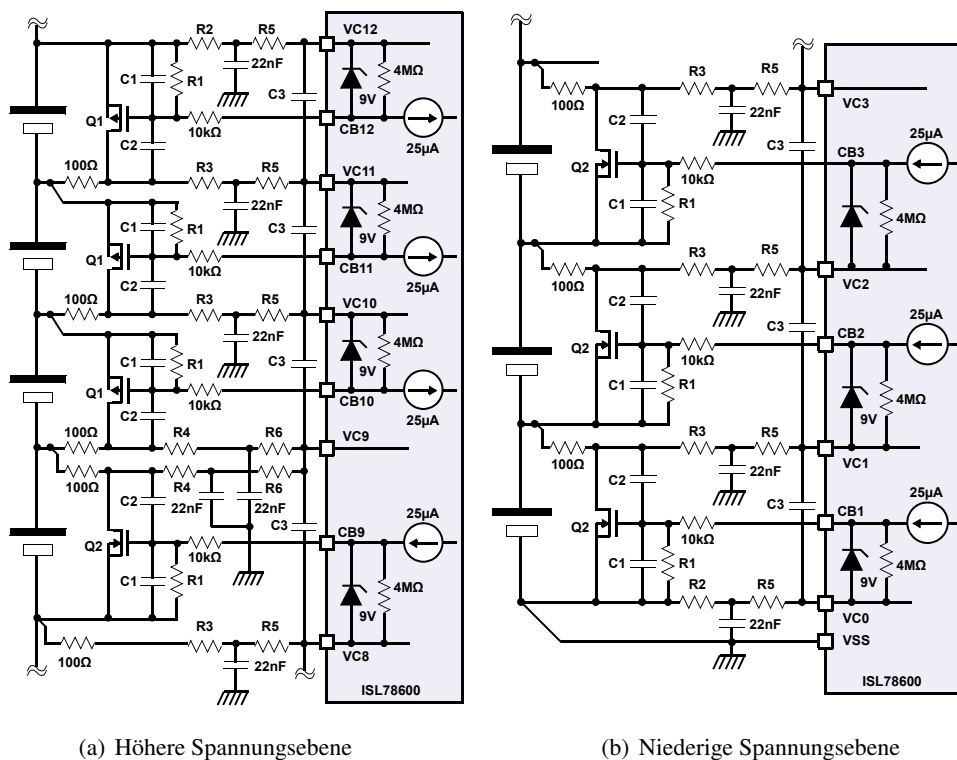


Abbildung 5.8: Balancing- und Filterschaltung [35]

Die Schaltung der Batteriestrommessung ist prinzipiell wie die der Phasenstrommessung aufgebaut (Abbildung 5.9), mit dem Unterschied, dass die Ströme der Phasenstrommessung parallel ausgelesen werden, während die Ströme der Batteriestrommessung nacheinander ausgelesen werden. Auf der Platine der Batteriestrommessung ist die Stromwandlerschaltung dreimal aufgebaut. Wie in Abbildung 5.6 dargestellt, befinden sich zwei Strommessungen im Hauptstrompfad des Batteriepakets und eine im Pfad zur Verbindungsstelle des Batteriemittelpunkts. Die AD-Wandler werden nacheinander über drei Startleitungen (auch chip select genannt) aktiviert und ausgelesen.

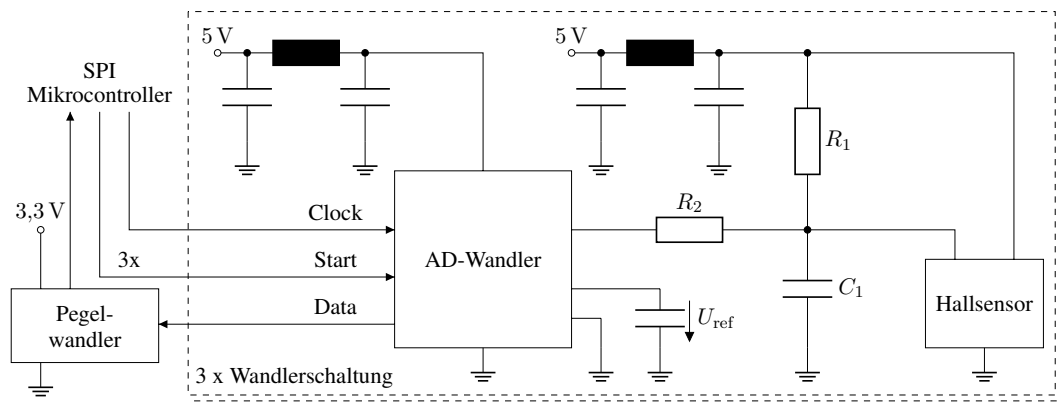


Abbildung 5.9: Schaltung der Batteriestrommessung

5.2. Inverter

Der Inverter besteht aus der Phasenstrommessung der Leistungselektronik und dem Motorsteuergerät (MCU), die in Abbildung 5.10 dargestellt werden. Zusammen mit dem Lagegeber und der Batterie versorgt der Inverter den Motor mit drehmomentbildenden Strömen.

Es werden in der Reihenfolge, das Motorsteuergerät (MCU), die Phasenstrommessung und die Leistungselektronik vorgestellt.

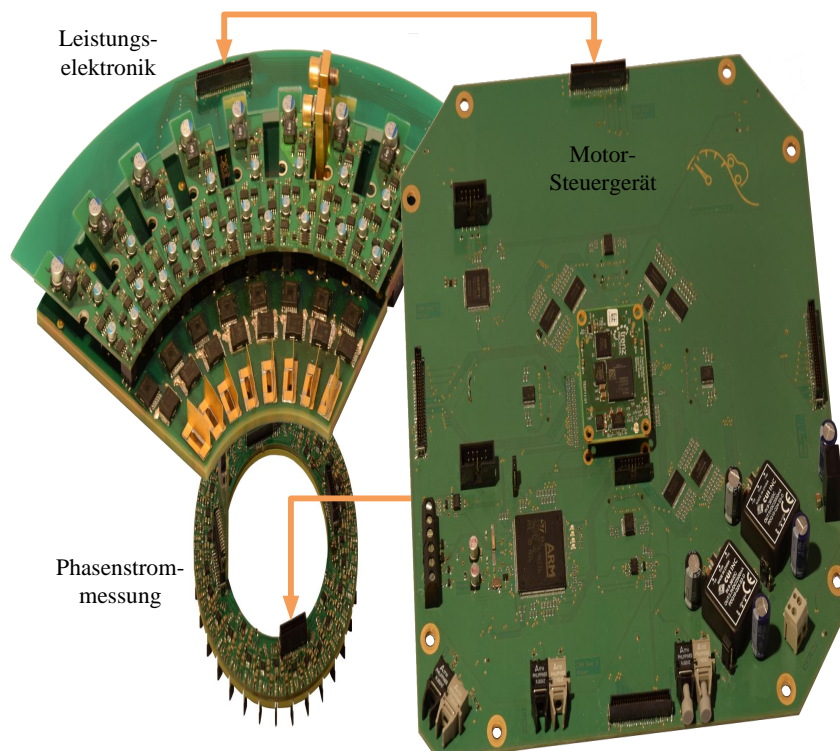


Abbildung 5.10: Übersicht Inverter

5.3. Motorsteuergerät

Auf dem Motorsteuergerät sind ein Mikrocontroller, ein FPGA und ein CPLD verbaut. Der FPGA dient der Stromerfassung und Regelung, der Mikrocontroller ist für die Kommunikation und übergeordnete Steuerungen zuständig und der CPLD dient als IO-Erweiterung des Mikrocontrollers und FPGAs.

Wie Abbildung 5.11 zeigt, ist der FPGA über 32 SPI-Busse mit der Phasenstrommessung verbunden und kann parallel die Daten der Hallsensoren auslesen. Gleichzeitig ist er über einen SSI-Bus mit dem Lagegeber verbunden, um die Rotorlage auszulesen. Weitere 64 Pins sind mit den Gatetreibern der vier Inverter verbunden. Die separate Verbindung zu den High- und Lowside-MOSFETs ermöglicht die Totzeit zwischen den Schaltvorgängen über den FPGA zu steuern.

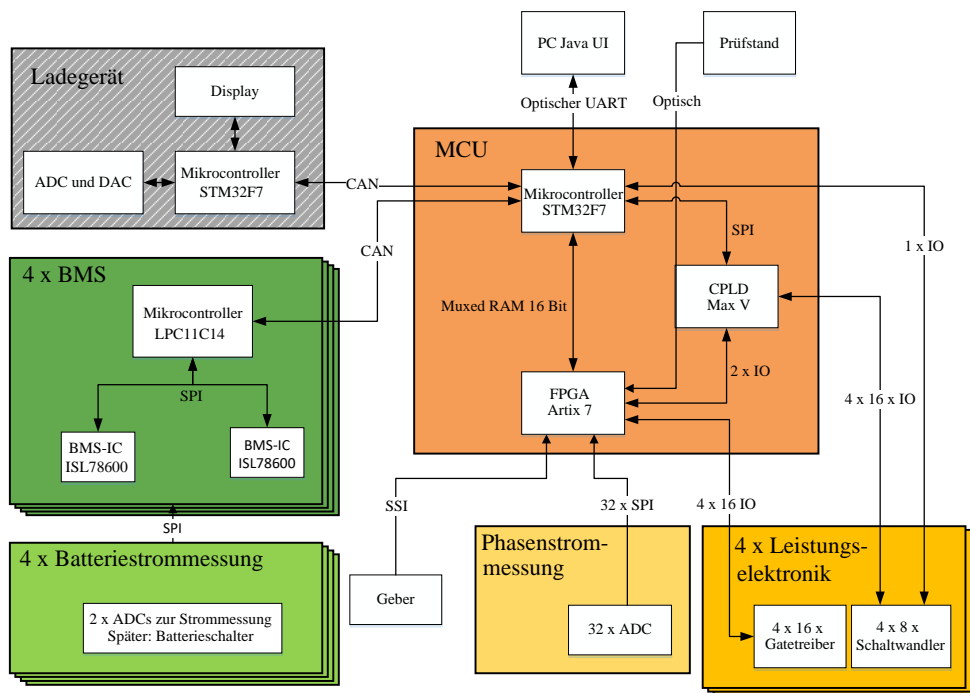


Abbildung 5.11: Systemübersicht

Weiterhin ist der FPGA über eine 16 Bit breite, Multiplex-RAM-Schnittstelle mit einem Mikrocontrollers verbunden. Dies ermöglicht die Nutzung der Schnittstellen des Mikrocontrollers. Der Block-RAM des FPGAs ist als Dualport-RAM konfiguriert, sodass sowohl der FPGA als auch der Mikrocontroller parallel lesen und schreiben können. Hierüber werden Soll- und Istwerte sowie Status- und Steuerworte ausgetauscht. Während der Antrieb in Betrieb ist, werden zusätzlich 64 Integerwerte, mit der Taktrate der Strommessung, parallel abgelegt. Dies entspricht einer Schreibrate von $102,4 \frac{\text{Mbit}}{\text{s}}$. Dieser Diagnosepuffer ist als Ringspeicher programmiert und besitzt eine Länge von 4000 Zeilen. Tritt ein Fehler auf, werden nach dem Fehlerereignis noch 600 weitere Werte aufgezeichnet, sodass auch nach dem Fehler Daten

zur Auswertung bereitstehen. Es ist ebenfalls möglich, eine einfache Befüllung des Speichers, durch ein Triggerereignis auszulösen.

Der Mikrocontroller liest die auf dem FPGA gespeicherten Daten aus und sendet sie über eine optische Leitung an den Leitstandscomputer weiter. Die aus dem FPGA geladenen Daten können direkt in der Leitstandssoftware dargestellt werden.

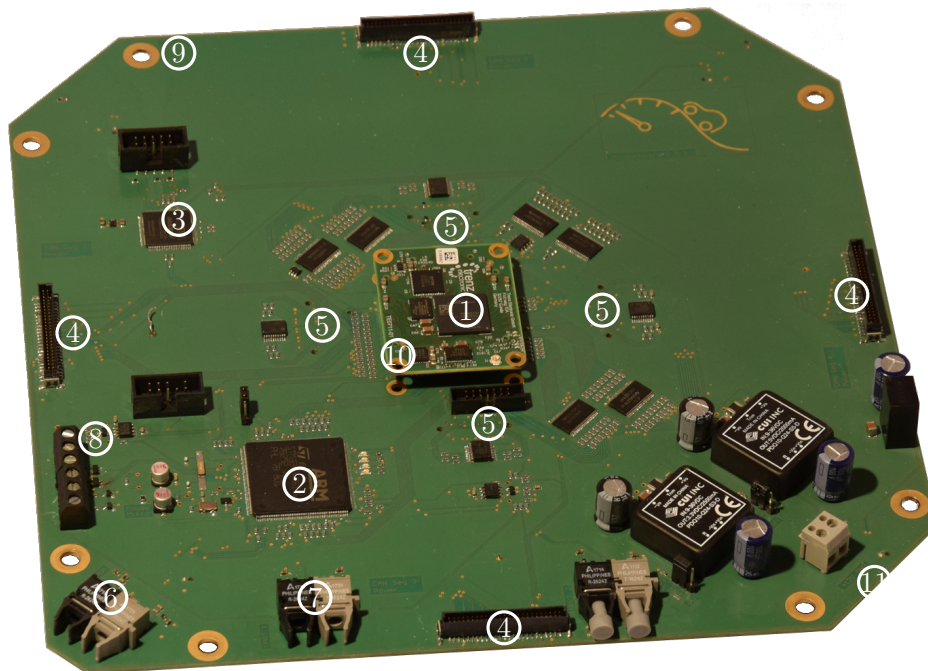


Abbildung 5.12: Motor-Control-Unit Platine

1. Xilinx Artix 7 FPGA-Breakoutboard
2. STMicroelectronic STM32F7 Mikrocontroller
3. Altera Max V CPLD
4. Inverter und BMS-Verbindungsstecker
5. Verbindungsstecker für die Phasenstromerfassung (Platinenunterseite)
6. Optische UART-Schnittstelle zum Leitsystem
7. Optische Schnittstelle zum Prüfstand
8. CAN-Bus-Schnittstelle für externe Komponenten
9. Befestigungsbohrungen
10. Verbindungsstecker zum Encoder (Platinenunterseite)
11. Klemme zur Spannungsversorgung der MCU

Der Flash-Speicher des Mikrocontrollers wird genutzt, nicht flüchtige Parameter wie den Lagegeber-Offset-Winkel, Überstromgrenzen und Reglerparameter zu speichern und nach dem Hochfahren in den RAM der FPGAs zu schreiben. Die Spannungsversorgungen der Inverterplatine werden über einen CPLD überwacht. Um einen Schaden der MOSFETs zu vermeiden, werden diese, bei einem Spannungsausfall, über einen Digitaleingang des FPGAs abgeschaltet. Der CPLD speichert die Nummer der ausgefallenen Spannungsversorgung und übermittelt die Fehlernummer an den Mikrocontroller, der sie an die Bedienoberfläche weiterleitet.

Für die Kommunikation zu den vier BMS-Platinen und zu externen Peripherien, wie einem Ladegerät, einem Gaspedal und dem Hauptsteuergerät des PKW, sind CAN-Schnittstellen vorgesehen. Ein CAN-Transceiver ist mit den BMS-Systemen verbunden und ein weiterer ist vorgesehen, um ihn mit der externen Peripherie zu verbinden.

Die Komponenten sind auf einer sechslagigen Platine (Abbildung 5.12) platziert. Zentral auf der Motorsteuergerät-Platine ist das FPGA-Breakoutboard (1) verbaut. Der FPGA ist über Pegelwandler mit den Verbindungssteckern zur Stromerfassung (5) und dem Stecker zur Verbindung des Lagegebers (10) verbunden. Die Steckerpositionen fluchten mit den Steckverbindern der Phasenstromerfassungsplatine (5 in Abbildung 5.1) und des Lagegebers. Sie werden bei der Montage direkt verbunden.

Am äußeren Rand sind die Verbindungsstecker zum Inverter und dem BMS (4) platziert. Sie liegen auf der Oberseite der Platine, um sie über Flachbandkabel mit Steckverbindern auf der Inverterplatine (4 in Abbildung 5.1) zu kontaktieren. Diese Steckverbindung enthält sowohl die Verbindungen zum FPGA (1), zum Mikrocontroller (2) und zum CPLD (3), als auch die Spannungsversorgungen.

Auf dem Board stehen drei Spannungen, 1,8 V, 3,3 V und 5 V zur Verfügung, die über Schaltwandler aus der Eingangsspannung generiert werden. Die Eingangsspannung des Motorsteuergeräts beträgt 12 V und kommt über eine Klemme (11) aus dem Bordnetz des Fahrzeugs (Bereich der verwendeten Schaltwandler 9 – 36 V).

5.3.1. Leistungselektronikplatine

Die Leistungselektronikplatine liegt auf dem Batteriegehäuse und auf dem Leistungselektronikkühlkörper auf. Über die Leistungs-MOSFETs wird die Wicklung des Motors mit den Batteriezellen verbunden.

Der Durchmesser des Stabkranzes der Wicklung ist so gewählt, dass die zu verwendenden MOSFETs zwischen den Wicklungsstäben und der Batterie platziert werden (siehe Abbildung 5.13).

Bisherige Untersuchungen der neuen Antriebstopologie zeigen, dass das Nadelöhr der Antriebsleistung die Leistungselektronik des Inverters ist. Eine Erhöhung des Inverterstroms führt direkt zu einer höheren möglichen Antriebsleistung.

Um eine Platine zu schaffen, die sowohl einen minimalen Wärme- als auch elektrischen Widerstand aufweist, werden die leistungsführenden Strompfade als gefrästen Kupferteile ausgeführt (Abbildung 2.7). Die Kupferteile werden mit konventionell gefertigten Platinen kombiniert und verbunden. Abbildung 2.7 zeigt schematisch den Aufbau der Platine und die Position der Batteriezellen und des Motors. Die Kupferteile sind so angelegt, dass auf der Unterseite der Kühlkörper verbunden wird und sie auf der Oberseite durch eine konventionelle Platine ragen. Das Stützmaterial um die Kupferteile herum ist FR-4. In einem Vakuumofen werden die Lagen aus Kupfer und FR-4 über Prepreg-Schichten miteinander verbunden. FR-4 und Prepreg werden auch zur Herstellung konventioneller Platinen genutzt.

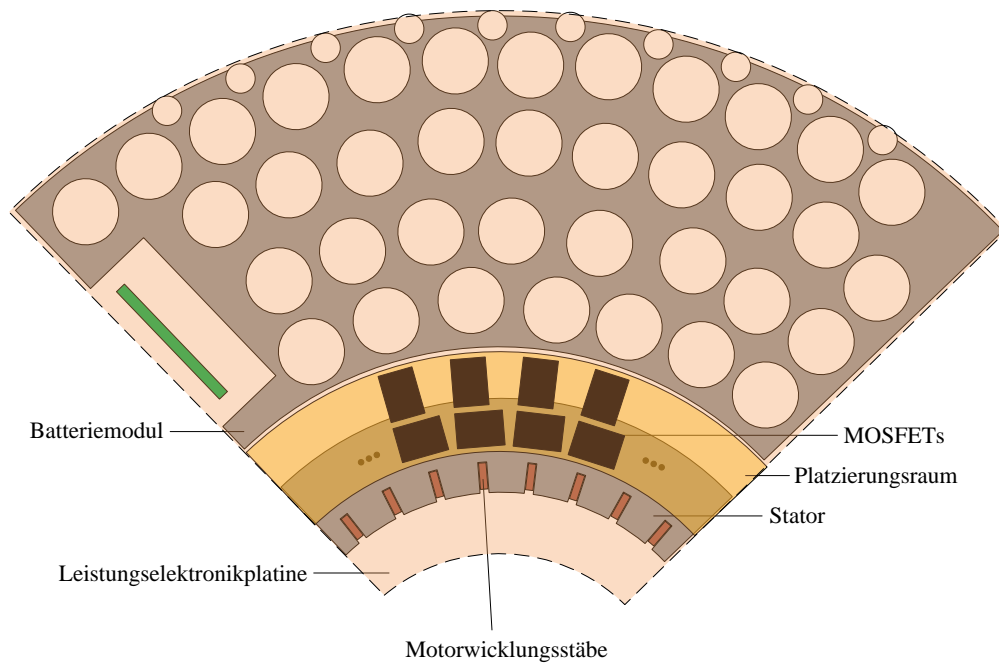


Abbildung 5.13: Schematischer Platzierungsraum der MOSFETs

Drain und Source der MOSFETs werden auf die Kupferteile und Gate sowie Source werden auf der konventionellen Platine aufgelötet. Auf der Unterseite der Platine werden Federkontakte aufgelötet, über die die Zellen der Batterie elektrisch verbunden werden.

Durch die Rippenstruktur der Kupferteile entstehen unterschiedliche Wärmekapazitäten an der Oberfläche der Platine. Diese führen beim Lötten der Bauteile zum Aufrichteffect, auch bekannt unter dem Grabsteineffekt.

Um die Anzahl der Bauteile, die auf der Dickkupferplatine aufgelötet werden, gering zu halten, wird die Leistungselektronik auf mehrere Platinen aufgeteilt. Die MOSFETs (siehe Abbildung 5.15 (1)) und die Anschlussfahnen für die Motorwicklung sowie Steckverbinder werden auf der Dickkupferplatine platziert. Die Gatetreiberschaltung sowie die Zwischenkreiskondensatoren (2) werden je Halbbrücke auf einer separaten konventionellen Platine aufgebaut. Sie werden über Steckverbindungen mit der Dickkupferplatine verbunden. Zur Reduktion der parasitären Zwischenkreisinduktivitäten, werden die Zwischenkreiskondensatoren in einer weiteren Entwicklungsstufe der Inverterplatine ebenfalls auf der Dickkupferplatine platziert (nicht abgebildet).

Der Stecker zur Verbindung der BMS-Platine liegt seitlich auf der Unterseite der Dickkupferplatine (3). Sie wird über Drähte zur Oberseite geführt und dort über die Steckverbindung zum Motorsteuergerät (4) weitergeleitet. Das Batteriepaket wird über die Anschlüsse (5) geladen.



Abbildung 5.14: Kupferteile der Platine

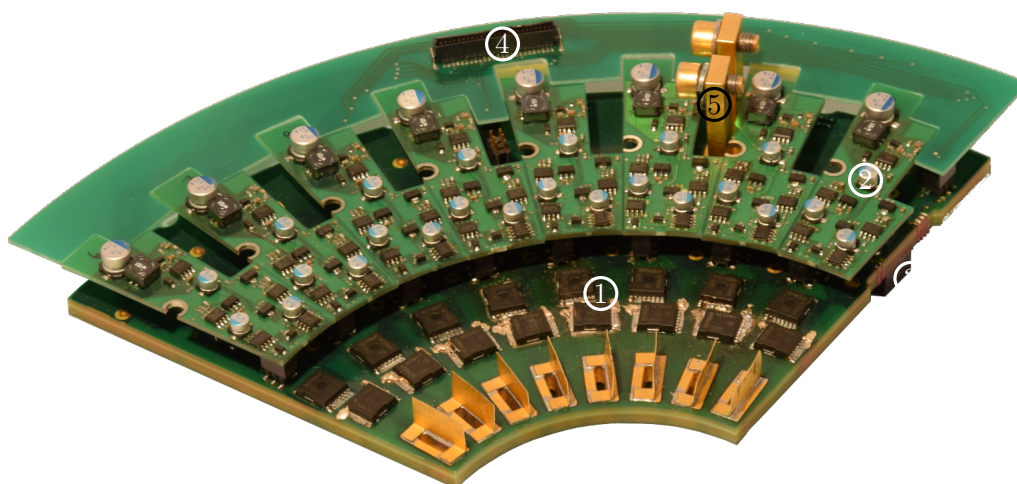


Abbildung 5.15: Inverter Platine

5.3.2. Gatetreiberschaltung

Die Spannungsversorgung der Gatetreiber soll, um Stellgrade der Halbbrücken von 100 % zuverlässig betreiben zu können, unabhängig vom Betrieb der MOSFETs sein. Eine Chargepump-Schaltung ist möglich, jedoch kostenintensiver als eine Schaltwandler-Lösung. Eine Fly-Buck-Schaltung [28] (siehe Abbildung 5.16) ist die Abwandlung des Buck-Konverters. Zur Wicklung der Hauptinduktivität des Buck-Konverters wird eine zweite magnetisch gekoppelte Wicklung hinzugefügt. Sie lädt über eine Diode den Fly-Kondensator. Bei gleicher Windungszahl und Last wird dieser Kondensator auf die Spannung, abzüglich der Flussspannung der Diode des

Je nach Auslegung wird während den ersten Schaltzyklen die negative Spannungsversorgung aufgebaut, währenddessen ist die Schaltverlustleistung erhöht.

5.4. Aufbau der Phasenstrommessung

Die Phasenstrommessung wird mithilfe eines integrierten Hallsensors von Melexis, dem MLX91209CA und einem Analog-Digital-Wandler von Texas Instruments, dem ADS7818 realisiert. Die Spannungsversorgungen der beiden Komponenten werden separat über PI-Filter gefiltert. Dies soll eine Rückwirkung der Schaltimpulse der SPI-Schnittstelle des AD-Wandlers auf den Analogkreis reduzieren (Abbildung 5.19). Zur Glättung des Messsignals war zunächst ein Tiefpassfilter zwischen Hallsensor und ADC vorgesehen. Durch den immer gleichen Samplezeitpunkt während des Schalttakts und der Totzeit des Hallsensors zeigte eine zusätzliche Tiefpassfilterung keine Vorteile im digitalisierten Signal. Da ein Tiefpassfilter eine zusätzliche Verzögerung der Fehlererkennung verursacht, sind der zusätzliche Kondensator und der Widerstand entfernt worden. So sind wie in Abbildung 5.19 dargestellt, lediglich ein Pullupwiderstand $R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$, ein vom Hersteller Melexis vorgeschriebener Schutzkondensator $C_1 = 4,7 \text{ nF}$ und ein Vorwiderstand $R_2 = 100 \Omega$ im Analogkreis, zwischen dem Hallsensor und dem ADC verblieben.



Abbildung 5.18: Phasenstromsensorplatine

Diese Schaltung ist 32-mal auf der in Abbildung 5.18 dargestellten Platine platziert. Auf der Oberseite befinden sich die Filter und die AD-Wandler (2), auf der Unterseite ragen die Hallsensoren (1) heraus, die im verbauten Zustand in die Nut des Eisenkerns ragen. Abbildung 5.20 zeigt den Eisenkern (1), der auf die Motorwicklung (2) aufgeschoben ist.

Zur Überbrückung des Abstands zwischen dem Motorsteuergerät und der Phasenstromsensorplatine werden vierlagige Platinen, die beidseitig mit Steckern bestückt sind, verwendet (3). Acht SPI-Busse der Sensorplatine, die zu einem Polpaar des Motors gehören, werden über die äußeren Lagen geführt. Die inneren Lagen sind als Fläche mit dem Massepotential der Schaltung verbunden. Dies reduziert das Übersprechen der SPI-Signale, sodass 24 der 26 Pins des Steckers zur Datenübertragung genutzt und auch höhere Datenraten als 100 kHz eingestellt werden können.

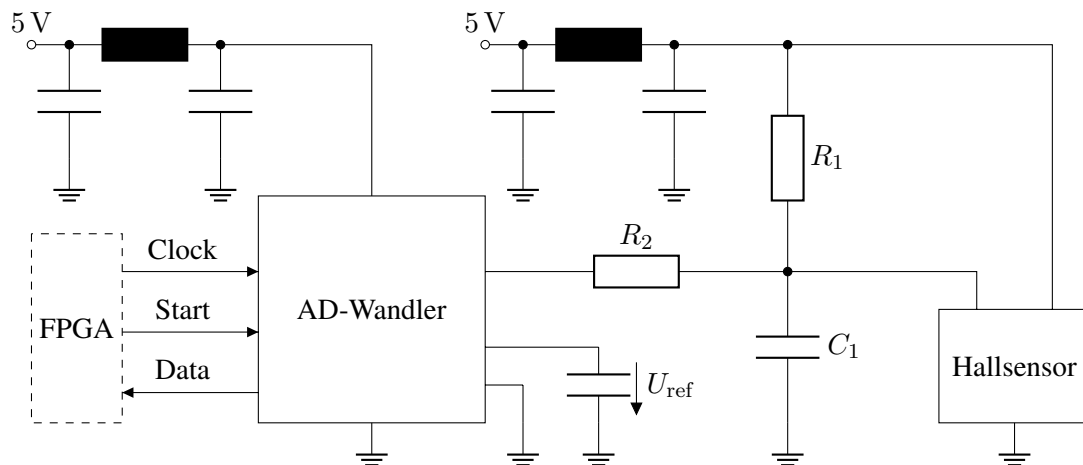


Abbildung 5.19: Magnetfeld AD-Wandlung

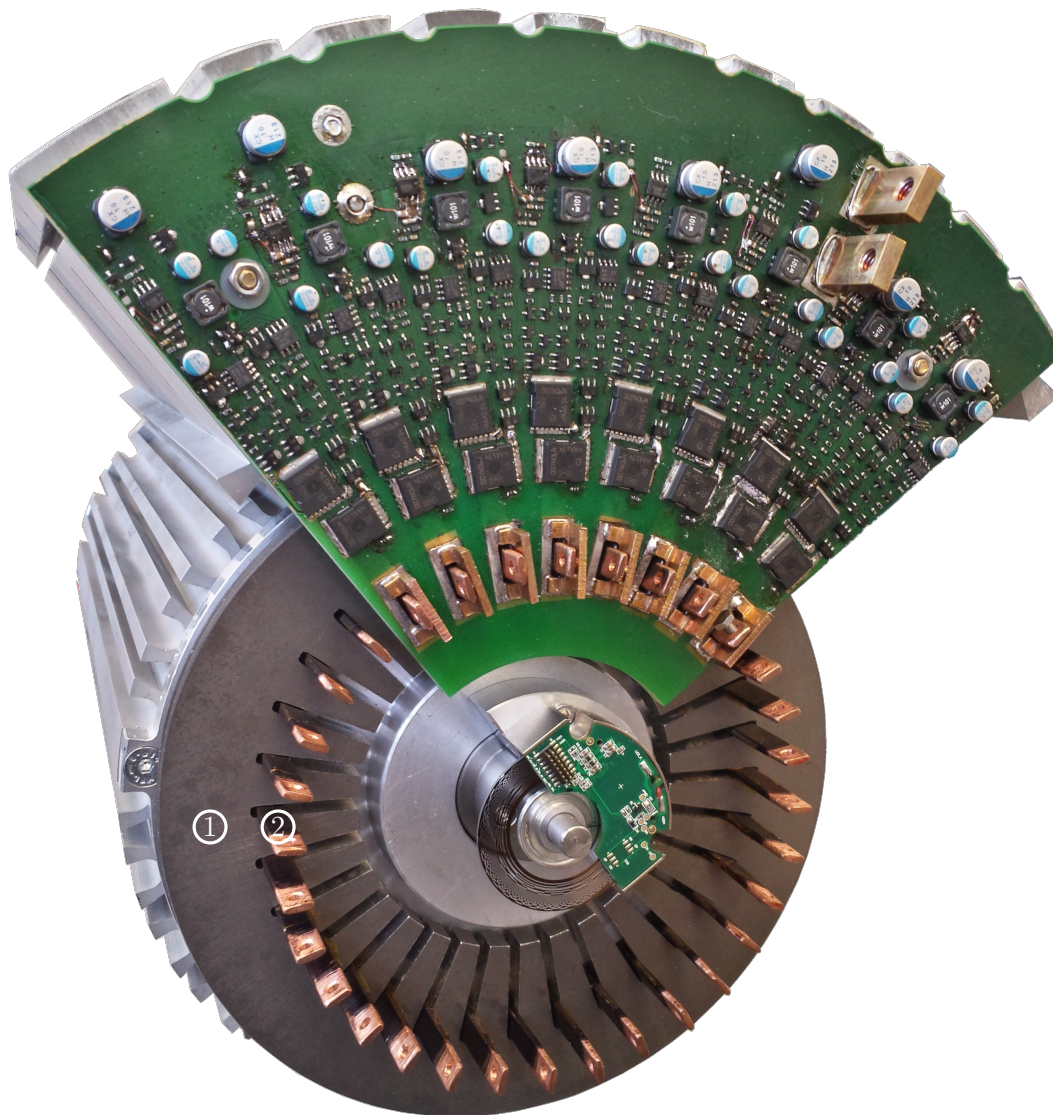


Abbildung 5.20: Eisenkern der Phasenstrommessung auf dem Motor und eine ältere Version der Leistungselektronik Platine

5.5. Motor

In Abbildung 5.21 ist der Motor ohne Lagerschild abgebildet, sodass ein Blick auf den Rotor frei ist. Die Magnete liegen in den Taschen des Rotors. Die Magnettaschen besitzen zusätzliche Ausbrüche Richtung Außenradius, die als magnetische Flussbarrieren dienen. Sie erhöhen den magnetischen Widerstand innerhalb des Rotors und reduzieren den Anteil des nicht nutzbaren magnetischen Flusses. Auf dem Rotor liegt eine Wuchtscheibe, die zum Wuchten des Rotors seitlich angebohrt ist.

Über der Wuchtscheibe befindet sich ein Lager. Das eine Lager ist als Festlager ausgeführt, das zweite Lager ist über Federringe als Loslager ausgeführt. Das Loslager kann sich innerhalb des Federspiels bei Längenänderungen der Motorwelle verschieben. Der Stator ist in der Elektroband-Qualität NO20 gefertigt.

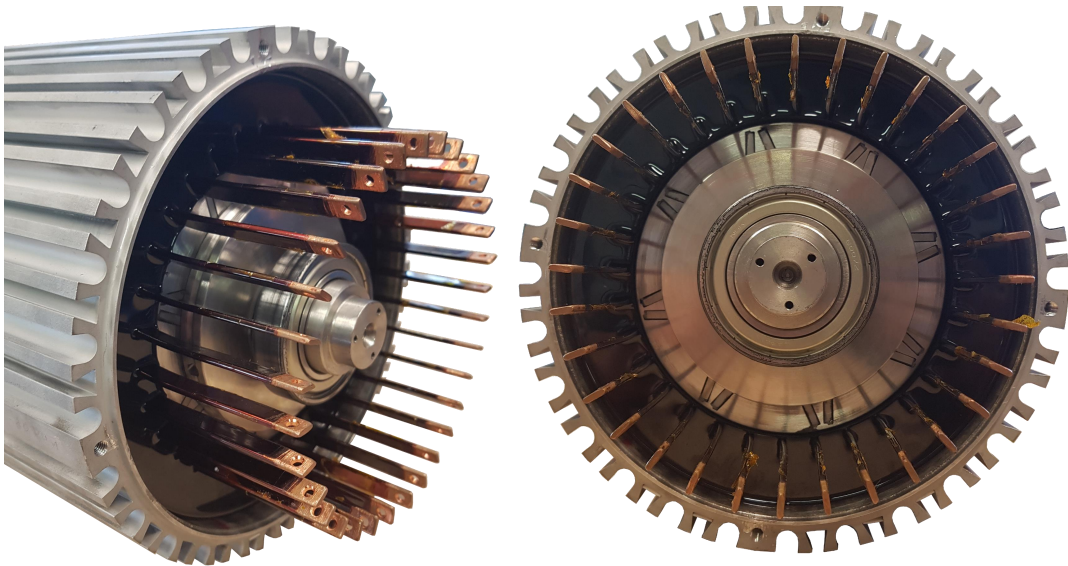


Abbildung 5.21: Motor ohne Lagerschild

6. Ergebnisse

6.1. Kühlung

Für eine bessere Einschätzung der Wasserkühlung und dem dazugehörigen Wärmewiderstand $R_{\text{Water-Pipe}}$ wird ein Versuch nach Abbildung 6.1 aufgebaut. Ein Wärmerohr wird auf einer Länge von 330 mm in die Nut eines Aluminiumkörpers eingelegt und über einen Deckel eingepresst. In dem Aluminiumkörper sind Heizwendeln eingelegt, über die die Wärmeleistung eingebracht wird. Der Aluminiumkörper liegt in einem thermisch isolierenden Behälter um Konvektions- und Strahlungswärmeübertragung an die Umwelt auf ein Minimum zu reduzieren. Das Wärmerohr ragt 50 mm aus dem Thermobehälter heraus in einen weiteren Aluminiumkörper, der von Kühlwasser durchflossen wird. Die Strömungsgeschwindigkeit des Wassers ist nicht bekannt.

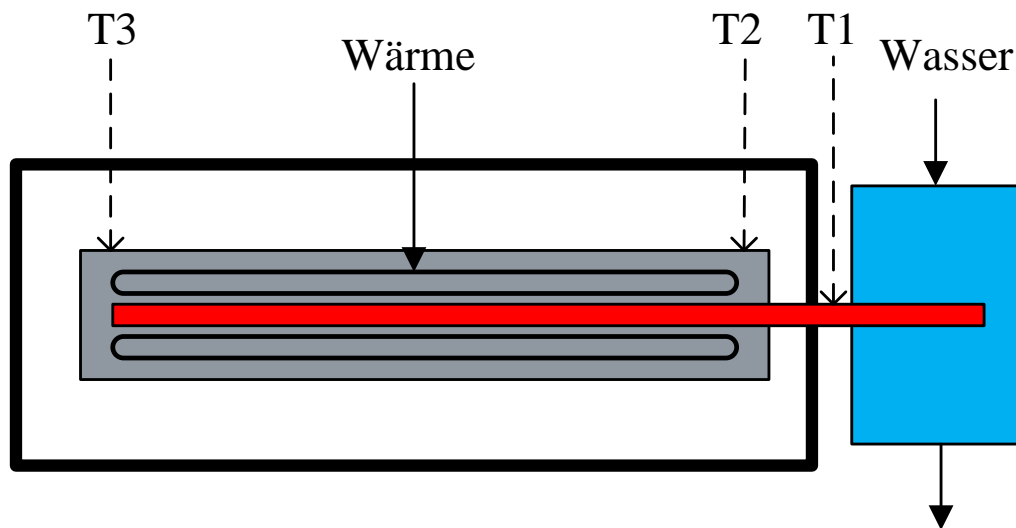


Abbildung 6.1: Skizze Versuchsaufbau

Bei einem Wärmeeintrag von $P_w = 69 \text{ W}$ und einer Kühlwassertemperatur $T_w = 18^\circ\text{C}$ stellten sich $T_1 = 32^\circ\text{C}$, $T_2 = 38^\circ\text{C}$ und $T_3 = 42^\circ\text{C}$ als statische Werte ein.

Heatpipes weisen aufgrund ihres Funktionsprinzips, das aus Verdampfung, Kondensation und Kapillarkräften beruht, kein lineares Verhalten des Wärmewiderstands auf.

Da lediglich 12 % der Heatpipe in den Wasserkühler hineinragen, wird vereinfachend der Wärmewiderstand der Heatpipe R_{Pipe} , den Wärmewiderständen zwischen den Messpunkten T1 und T3 zugeordnet, dies ergibt $R_{\text{Pipe}} + R_{\text{Pipe-Stator}} = 145 \frac{\text{K}}{\text{kW}}$ (Zum Vergleich: Der Wärmewiderstand der Heatpipe ist laut Datenblatt $R_{\text{Pipe}} = 100 \frac{\text{K}}{\text{kW}}$).

Die Temperaturdifferenz zwischen dem Kühlwasser und der Messstelle T1 wird zur Bestimmung des Wärmeübergangswiderstands zwischen Kühlwasser und Heatpipe angenommen und ergibt $R_{\text{Water-Pipe}} = 200 \frac{\text{K}}{\text{kW}}$.

Generell zeigt der Versuch, dass ein Temperaturdelta zwischen Kühlwasser und Motorgehäuse von $\Delta T_{\text{Water-Case}} = 24 \text{ K}$ möglich sind. Wird die Oberfläche der Heatpipe im Wasser vergrößert oder die Strömungsgeschwindigkeit des Wassers erhöht, ist voraussichtlich auch ein kleinerer Wärmeübergangswiderstand möglich.

6.2. Messaufbau

Die Vermessung des Prüflings findet auf einem Prüfstand (Abbildung 6.2) statt. Über eine Belastungsmaschine (2) wird der vollintegrierte Kleinspannungstraktionsantrieb (1) mit einem Drehmoment beaufschlagt. Über eine Drehmoment- und Drehzahlmesswelle (3) zwischen den Motoren wird das aufgebrachte Drehmoment und die Drehzahl aufgezeichnet.

Der Prüfling wird über Netzteile, die mit den Batterieanschlüssen (4) verbunden sind, mit Spannung versorgt. Die Messwerte der Phasenstrommessung und die Schallt- und Überwachungssignale der MOSFETs werden über Flachbandleitungen an das Motorsteuergerät übermittelt. Es wird nicht auf dem Motor installiert, um die Temperatur der MOSFETs über eine Wärmebildkamera beobachten zu können. Die Anzahl der Flachbandkabel ist in einer neueren Version auf je ein Kabel je Polpaar und Komponente reduziert worden.

In der Abbildung 6.2 ist die Leistungselektronikplatine ohne Kühlkörper montiert, um Platz für eine Rogowski-Spule (5) zu schaffen. Sie ist um einen Stab der Wicklung gelegt. Über die Rogowski-Spule wird die Sensitivität und die Linearität der Phasenstrommessung im Betrieb kontrolliert. Mit montiertem Kühlkörper ist kein Spalt mehr vorhanden, in dem ein externer Stromsensor um die Wicklung gelegt werden kann, daher entstammen die hier veröffentlichten Daten zur Stromregelung, der zum Antrieb gehörigen Phasenstrommessung.

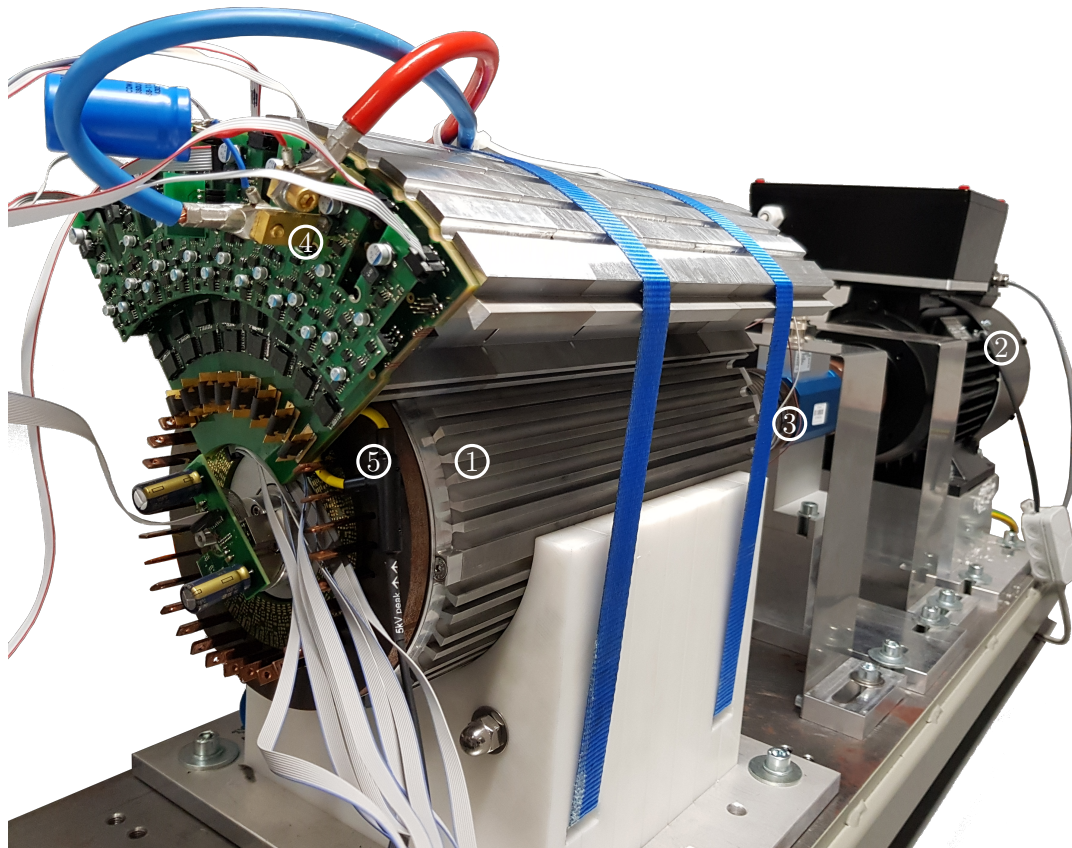


Abbildung 6.2: Messaufbau

6.3. Batteriepaket

Die Batteriestrommessung besitzt ein Übersetzungsverhältnis von $2,314 \frac{\text{digit}}{\text{A}}$ und einen Messbereich bis $\pm 708 \text{ A}$ bei einer Ausgangsspannung der Hallsensoren von $U_{\text{out}} = 0,5 - 4,5 \text{ V}$. Die Strommessung wurde bis 240 A getestet.

Das BMS sendet alle Spannungen, Ströme und Temperaturen zur Auswertung an das Motorsteuergerät. Dieses leitet die Daten an den Leitstand weiter. Das Balancieren der Zellen und die Differenzschwellen können vom Leitstand aus ausgelöst und eingegeben werden. Die Redundanz des Systems hat während der Inbetriebnahme das Finden fehlerhafter Lötstellen erleichtert.

Das Batteriepaket wird mit neuen Batteriezellen, die nicht bis auf die Ladeschlussspannung geladen wurden und somit nicht gebalanced sind, befüllt und geladen. Nahe der Endspannung, driften die Zellen auseinander. Durch Aktivieren des Balancings werden die Zellen wieder auf eine definierte Differenz gebracht. Erfolgreich getestet, wurde dies mit einer vorgegebenen maximalen Differenzspannung von 20 mV .

6.4. Inverter

6.4.1. Phasenstrommessung und Überstromschutz

Die aus dem Eisenkern und der Sensorplatine bestehende Phasenstrommessung wird mithilfe eines einphasigen Gleichstroms bis $\pm 170 \text{ A}$ auf Remanenz, Übersprechen und Sensitivität geprüft. In diesem Messbereich sind die Effekte der Remanenz und des Übersprechens kleiner als die Auflösung des verwendeten Sensors. Die Sensitivität wird zusätzlich mit der Gleichstromquelle und anschließend auf dem Prüfstand unter Last über eine Rogowskischleife (Abbildung 6.2 (5)) kalibriert. Die Sensitivität beträgt $9,8 \frac{\text{Digits}}{\text{A}}$, wodurch sich ein Messbereich von $\pm 209 \text{ A}$ einstellt.

Die Abweichung zur analytischen Auslegung beträgt 6% und zur Simulation $4,5 \%$. Die Messergebnisse der Rogowskischleife weisen über die Position des Leiters innerhalb der Schleife bereits eine Messabweichung bis $\pm 2 \%$ auf. Die geringe Differenz zwischen Analyse und Simulation zeigt, dass zur Bestimmung der Sensitivität des Eisenkerns nicht zwingend eine Simulation erforderlich ist.

Die Überstromabschaltung ist im FPGA implementiert und schaltet beim Überschreiten von einstellbaren Grenzwerten alle Halbbrücken synchron ab. Trotz der vergleichsweise niedrigen Abtastrate von 100 kHz , schützt sie die MOSFETs im Laborbetrieb zuverlässig. Abbildung 6.3 zeigt eine Überstromabschaltung.

Ein Phasenstromregler der direkten Regelung (Kapitel 4.2.6) ist aktiv, die sieben weiteren Regler sind deaktiviert. Wie zuvor betrachtet, werden die Lowside-MOSFETs der deaktivierten Regler eingeschaltet und nur der aktivierte Regler pulst die Halbbrücke. Die Spannung über der Wicklung gegen Masse und der Phasenstrom der aktiven Halbbrücke sind in Abbildung 6.3 dargestellt.

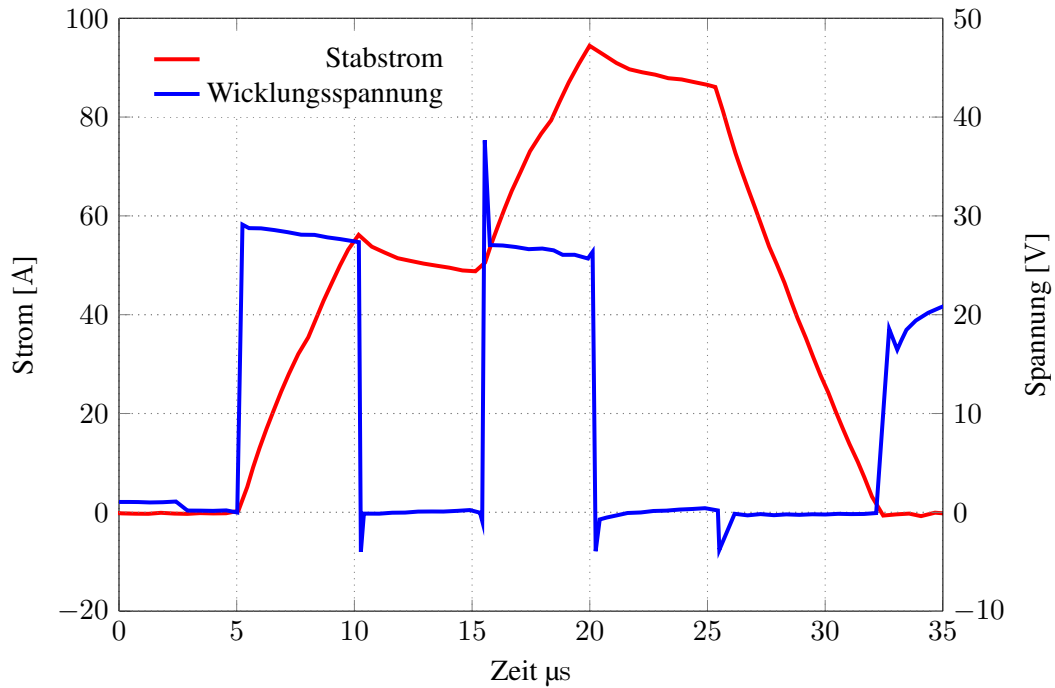


Abbildung 6.3: Reaktionszeit der Überstromerkennung

Die Messwerte der Rogowskischleife zeigen, dass der Phasenstrom während des ersten Pulses nach dem Einschalten innerhalb von $t = 5 \mu\text{s}$ von $I = 0$ auf $I = 58 \text{ A}$ ansteigt, dies entspricht einer Ersatzinduktivität $L = 2,59 \mu\text{H}$. Die Stromgrenze liegt bei 48 A . Der vom FPGA ausgelesene Strom wird zum Zeitpunkt $t = 10 \mu\text{s}$ gemessen und beträgt $15,4 \text{ A}$. Die Differenz zwischen der Messung der Rogowskischleife und der FPGA-Hallsensormessung ist durch die Reaktionszeit des Hallsensors bedingt. Der nächste vom Hallsensor gemessene Wert zum Zeitpunkt $t = 20 \mu\text{s}$ beträgt $85,5 \text{ A}$. Die Übermittlung des 12 bit Wertes dauert bei der Datenrate 2 Mbit $6 \mu\text{s}$. Zum Zeitpunkt $t = 26 \mu\text{s}$ wird der Überstrom detektiert und abgeschaltet. Vom Überschreiten der Stromgrenze bis zur Abschaltung vergehen in diesem Fall $t = 19 \mu\text{s}$.

6.4.2. Leistungselektronik

Die Lastversuche werden mit einer überarbeiteten Leistungselektronikplatine durchgeführt, bei der zur Reduktion der Zwischenkreisinduktivität, die Kondensatoren auf der Dickkupferplatine platziert sind. Die Versuche werden mit $R_{G,\text{ext}} = 5 \Omega$ Gatewiderständen und einer Totzeit $t_{\text{dead}} = 120 \text{ ns}$ durchgeführt. Diese Einstellungen erhöhen die Schaltverluste, bietet aber im Gegenzug einen höheren Schutz vor Halbbrückenkurzschlüssen.

Die Platine wird über einen Kühlwasserwärmetauscher gekühlt. Die Oberflächen der MOSFETs erwärmen sich bei einem kontinuierlichen Phasenstrom von $I = 64 \text{ A}$ (siehe Abbildung 6.4 Daten entstammen der Phasenstrommessung und wurden durch den FPGA aufgezeichnet) auf circa 80°C , während die Platine eine Endtemperatur von ca. 50°C erreicht. Die Kühlwassertemperatur beträgt dabei 20°C .

Die Verlustleistung kann aufgrund des kompakten Aufbaus nicht direkt bestimmt werden. Eine Simulation zu diesem Versuchsaufbau ergibt eine Verlustleistung von $P_s = 10,1 \text{ W}$ pro MOSFET und $P_{s,\text{PCB}} = 161,6 \text{ W}$ für alle acht Halbbrücken.

Der Wärmewiderstand, bestimmt aus der Oberflächentemperatur der MOSFETs und den Verlusten aus der Simulation, beträgt $R_{\text{th}} = 371 \frac{\text{K}}{\text{kW}}$. Dieser Wert ist größer als die Summe der berechneten Werte (Gleichungen 6.1 Faktor vier da nur ein Viertel des Inverters), der $R_{\text{th,berechnet}} = 162 \frac{\text{K}}{\text{kW}}$ beträgt. Dies kann bedeuten, dass die Verlustleistung höher oder dass die Wärmewiderstände im Versuch größer sind, als angenommen. Ein Indiz dafür, dass sich die Wärmewiderstände unterschiedlich zur analytischen Berechnung verteilen, zeigt die Differenztemperaturen zwischen Platinenoberfläche und MOSFETs. Während die Oberflächentemperatur der Platine, mit einer Differenztemperatur von ca. 30°C zum Kühlwasser, nah an den analytischen getroffenen Annahmen liegt, ist die Differenztemperatur der MOSFETs zur Platinenoberfläche mit 30°C wesentlich höher als angenommen.

$$\begin{aligned}
 R_{\text{th,Water-Pipe}} &= 4 \cdot 2,4 \frac{\text{K}}{\text{kW}} = 9,6 \frac{\text{K}}{\text{kW}} \\
 R_{\text{th,PECooler-PCB}} &= 4 \cdot 26,9 \frac{\text{K}}{\text{kW}} = 107,6 \frac{\text{K}}{\text{kW}} \\
 R_{\text{th,PCB}} &= 4 \cdot 4,9 \frac{\text{K}}{\text{kW}} = 19,6 \frac{\text{K}}{\text{kW}} \\
 R_{\text{th,PCB-Chip}} &= 4 \cdot 6,3 \frac{\text{K}}{\text{kW}} = 25,2 \frac{\text{K}}{\text{kW}}
 \end{aligned} \tag{6.1}$$

Wärmewiderstände analytisch bestimmt (Tabelle 3.6)

6.4.3. Stromregelung

Während den Belastungsversuchen werden alle im Kapitel 4.2.5 vorgestellten Regelungsverfahren nacheinander verwendet und weiterentwickelt. Subjektiv zeigt das Stromregelverhalten des Prüflings einen hohen Übereinstimmungsgrad mit der Simulation. Zum objektiven Vergleich wird ein Betriebspunkt des Prüflings durch Einstellung der Randbedingungen in der Simulation nachgestellt, Abbildungen 6.4 und 6.5 zeigen das Ergebnis. Die Momentaufnahme der Kurvenform des Phasenstroms des Prüflings entstammt den Belastungsversuchen unter Verwendung der feldorientierten Regelung mit einer Amplitude von $\hat{I} = 84 \text{ A}$ und der Drehzahl von $n = 2640 \frac{1}{\text{min}}$ bei einer Schaltfrequenz von $f_s = 100 \text{ kHz}$. Die Messwerte entstammen den Aufzeichnungen des FPGAs.

Mit einer Differenz von 2 A zwischen Simulation und Messung wird die Amplitude des Stroms nicht exakt getroffen, jedoch zeigt der Vergleich der harmonischen Anteile, dass das verwendeten Modell des Motors und des Inverters gut an die realen Bedingungen angepasst sind. In den geprüften Bereichen zeigen die Messungen am Prüfstand einen hohen Übereinstimmungsgrad mit der Simulation.

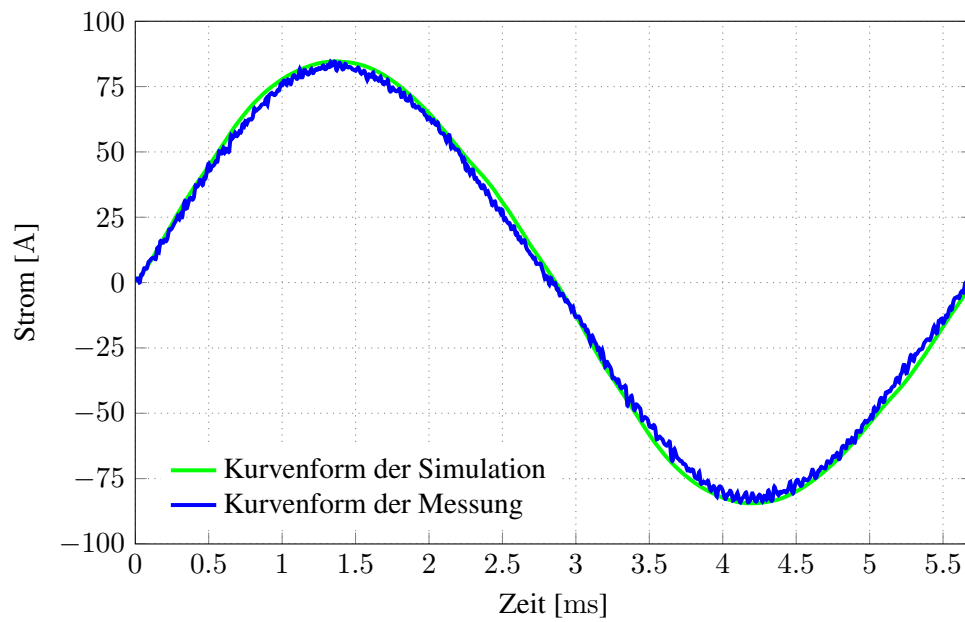


Abbildung 6.4: Kurvenform des Phasenstroms der feldorientierten Regelung bei $2640 \frac{1}{\text{min}}$

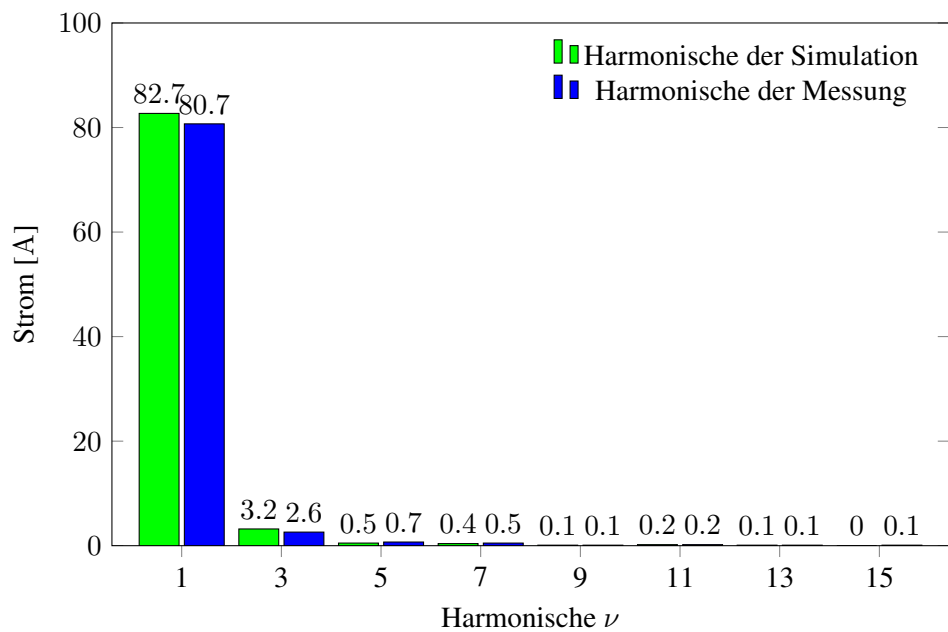


Abbildung 6.5: Harmonische des Phasenstroms der feldorientierten Regelung bei $2640 \frac{1}{\text{min}}$

6.5. Motor

6.5.1. Induzierte Spannung

Die induzierte Spannung der Käfigwicklung wird zwischen zwei Stäben mit dem Abstand einer Polteilung τ_p mithilfe eines Differenzastkopfs mit einer Verstärkertoleranz von $\pm 2\%$ gemessen. Die Messung wird, bedingt durch fehlende Schutzzäune, nicht bei $10\,000 \frac{1}{\text{min}}$, sondern bei $2000 \frac{1}{\text{min}}$ durchgeführt. Abbildung 6.6 zeigt eine Periode der Simulation bei einer Drehzahl von $10\,000 \frac{1}{\text{min}}$ und die mit fünf faktorisierten Werte der Messung. Die Zeit-Achse entspricht den Simulationsdaten. Die gemessene Dachspannung beträgt $\hat{U} = 7,3 \text{ V}$ bei $2000 \frac{1}{\text{min}}$, die Hochrechnung auf $10\,000 \frac{1}{\text{min}}$ ergibt eine Dachspannung $\hat{U} = 36,5 \text{ V}$. Damit liegt die Simulation, der analytisch bestimmte Wert und der gemessene Wert innerhalb der Messtoleranz.

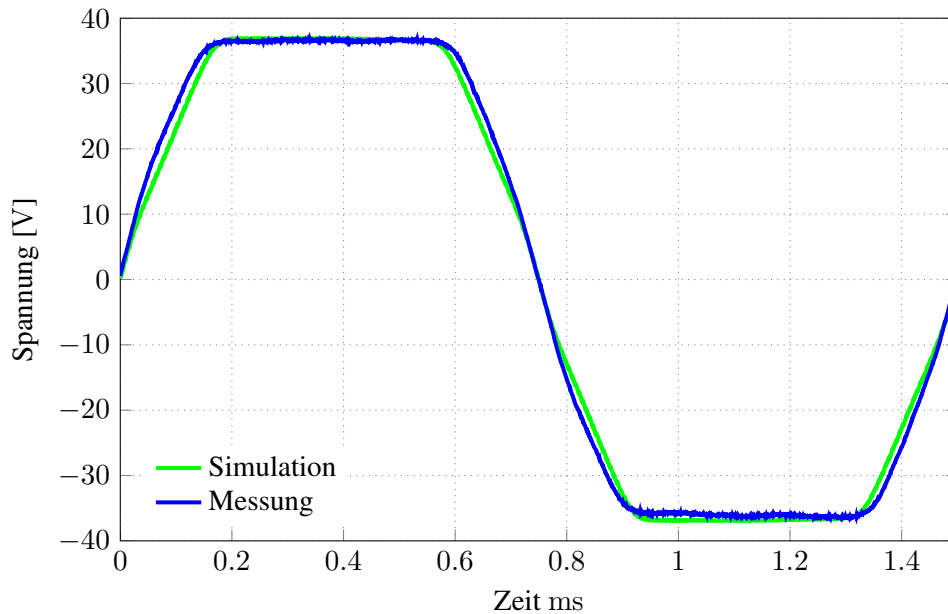


Abbildung 6.6: Induzierte Spannung aus Simulation und Messung

Der Vergleich der Harmonischen der Simulation und der gemessenen Spannungen (Abbildung 6.7) zeigt noch eine Abweichung von $0,4\%$ zwischen der Amplitude der Grundwelle aus der Simulation und $-0,4\%$ zur analytischen Berechnung auf ($\hat{U}_{i,1,\text{Analyse}} = 43,8 \text{ V}$). Die dritte Harmonische der gemessenen Spannung besitzt 20% der Grundwellenamplitude, während die der Simulation 15% beträgt. Hierdurch wird die Amplitude der Spannung bei gleicher Grundwelle stärker gedämpft.

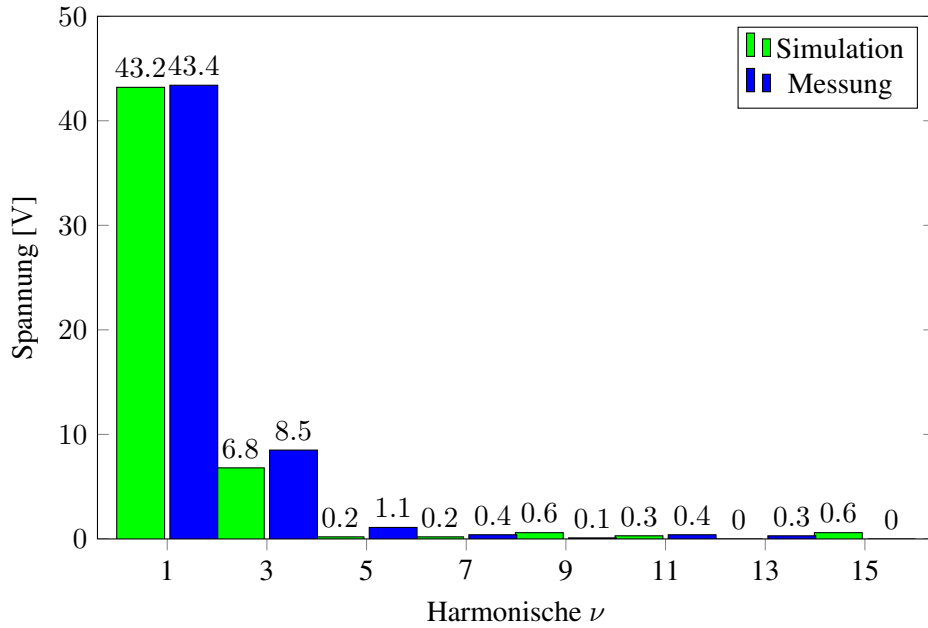


Abbildung 6.7: Harmonische der induzierten Spannung der Simulation und der Messung

6.5.2. Induktivitäten

Zur Bestimmung der Induktivitäten werden zwei Leiter mit dem Abstand einer Polteilung τ_p an einen Signalgenerator angeschlossen. Es wird eine sinusförmige Spannung mit der Frequenz $f = 1 \text{ kHz}$ eingestellt. Zur Bestimmung der Phasenverschiebung werden die Spannung über dem Stab und der Strom mit einer Strommesszange gemessen. Aus den Amplituden wird der Scheinwiderstand $|Z| = \frac{\hat{u}}{\hat{i}}$ bestimmt. Über die Phasenverschiebung und den Betrag des Scheinwiderstands wird der Blindwiderstand der Induktivität $X = |Z| \cdot \sin(\phi)$ bestimmt. Die Induktivität kann nun mithilfe der Frequenz aus dem Blindwiderstand bestimmt werden $L = \frac{X_L}{2 \cdot \pi \cdot f}$.

Zur Bestimmung der Induktivitäten wird der Rotor in die Position des Induktivitätsminimums und -maximum gedreht. Das Maximum entspricht $L_{\text{coil,q}} = 6,5 \mu\text{H}$, das Minimum entspricht $L_{\text{coil,d}} = 4,5 \mu\text{H}$. Somit beträgt die Stabinduktivität unter Vernachlässigung der Induktivität des Kurzschlussrings, in q-Richtung $L_q = 3,25 \mu\text{H}$ und in d-Richtung $L_d = 2,25 \mu\text{H}$.

6.5.3. Eisenverluste

Zur Bestimmung der Leerlaufeisenverluste wird der Motor durch die Lastmaschine des Prüfstands, bei abgeschaltetem Inverter jedoch eingeschalteter Inverterspannungsversorgung, angetrieben und das Drehmoment aufgenommen. Die über dieses Drehmoment bestimmte Leistung beinhaltet die Eisen sowie Lagerverluste. Zur Bestimmung der Lagerreibung wird Gleichung 6.2 angewandt. Die Lagerreibung M_R setzt sich aus dem lastabhängigen Reibmoment M_1 sowie dem drehzahlabhängigen Reibmoment M_0 zusammen.

$$M_R = M_0 + M_1 \quad (6.2)$$

Lagerreibung [19]

Das drehzahlabhängige Reibmoment M_0 der Lager wird nach Gleichung 6.3 aus dem Lagerbeiwert für das drehzahlabhängige Reibmoment f_0 , der kinematischen Viskosität des Schmierstoffes ν , der Drehzahl n und dem mittleren Lagerdurchmesser d_M bestimmt. Der Lagerbeiwert für das drehzahlabhängige Reibmoment des zweireihigen Schrägkugellagers 3206-BD-XL-2Z ist $f_{0,3206} = 2$, für das Rillenkugellager 6206-2RSR $f_{0,6206} = 1,3$. Die kinematische Viskosität des Mehrzweckfetts für Kugellager bei einer Betriebstemperatur von $\Theta = 40^\circ\text{C}$ (Annahme hier ARCANOL-MULTI2) beträgt $\nu = 110 \frac{\text{mm}^2}{\text{s}}$ und der mittlere Lagerdurchmesser beträgt $d_M = 46 \text{ mm}$.

$$M_0 = f_0 \cdot (\nu \cdot n)^{\frac{2}{3}} \cdot d_M^3 \cdot 10^{-7} \quad (6.3)$$

Drehzahlabhängiges Reibmoment M_0 [19]

Das lastabhängige Reibmoment M_1 der Lager wird nach Gleichung 6.4 aus dem Lagerbeiwert für das lastabhängige Reibmoment f_1 , der maßgebenden Belastung für das Reibmoment P_1 und dem mittleren Lagerdurchmesser d_M bestimmt.

Das Gewicht des Rotors beträgt mit Magneten und Welle circa $M_r = 23 \text{ kg}$. Die Hälfte davon lastet auf den Lagern mit einer Kraft von $F = 112,8 \text{ N}$. Wird von einer zentrischen Position des Rotors im Stator ausgegangen, heben sich die Reluktanzkräfte auf und können vernachlässigt werden. So ist die Gewichtskraft die maßgebende Belastung für das Reibmoment $P_1 = 112,8 \text{ N}$.

Der Lagerbeiwert für das lastabhängige Reibmoment f_1 für das zweireihige Schrägkugellager 3206-BD-XL-2Z ist $f_{1,3206} = 0,001 \cdot (\frac{P_0}{C_0})^{0,33}$ mit $C_{0,3206} = 22\,200 \text{ N}$ und $P_0 = P_1 = 112,8 \text{ N}$ und entspricht damit $f_{1,3206} = 174,978 \cdot 10^{-6}$. Für das verwendete Rillenkugellager 6206-2RSR beträgt $f_{1,6206} = 0,0009 \cdot (\frac{P_0}{C_0})^{0,5}$ mit $C_{0,6206} = 11\,300 \text{ N}$, dies entspricht $f_{1,6206} = 89,9263 \cdot 10^{-6}$. Der mittlere Lagerdurchmesser ist $d_M = 46 \text{ mm}$. Es ergeben sich die lastabhängige Reibmomente $M_{1,3203} = 908 \mu\text{N}$ und $M_{1,6203} = 467 \mu\text{N}$.

Die Leistung, die durch das bestimmte Lagerreibmoment umgesetzt wird, ist in Abbildung 6.8 zusammen mit den gemessenen Verlusten, den resultierenden Eisenverlusten und den analytisch bestimmten Eisenverlusten dargestellt. Sie werden von der gemessenen Verlustleistung subtrahiert, sodass die Differenz den Eisenverlusten entspricht.

$$M_1 = f_1 \cdot P_1 \cdot d_M \quad (6.4)$$

Lastabhängiges Reibmoment M_1 [19]

Die prozentuale Abweichung zwischen den aus einer Messung bestimmten Eisenverlusten und den analytisch bestimmten Eisenverlusten ohne Berücksichtigung der Fertigungszuschläge steigt mit der Drehzahl. Bei $n = 100 \frac{1}{\text{min}}$ beträgt die Abweichung noch 14 % bei $n = 4500 \frac{1}{\text{min}}$ bereits 137 %.

Werden die Hystereseverluste mit dem Fertigungszuschlag $k_{bh} = 1,27$ und die Wirbelstromverluste mit dem Fertigungszuschlag $k_{bw} = 7$ faktorisiert, entspricht die maximale Abweichung noch 3 W und liegt deshalb in Grafik 6.8 kaum sichtbar hinter den gemessenen Eisenverlusten. Die so ermittelten Eisenverluste bei maximaler Drehzahl von $n = 10\,000 \frac{1}{\text{min}}$ liegen bei $P_{\text{Fe},10000} = 3336 \text{ W}$.

Auch die Simulation kann über den Fertigungszuschlag *Cut Edge Effect* an die gemessenen Werte angepasst werden.

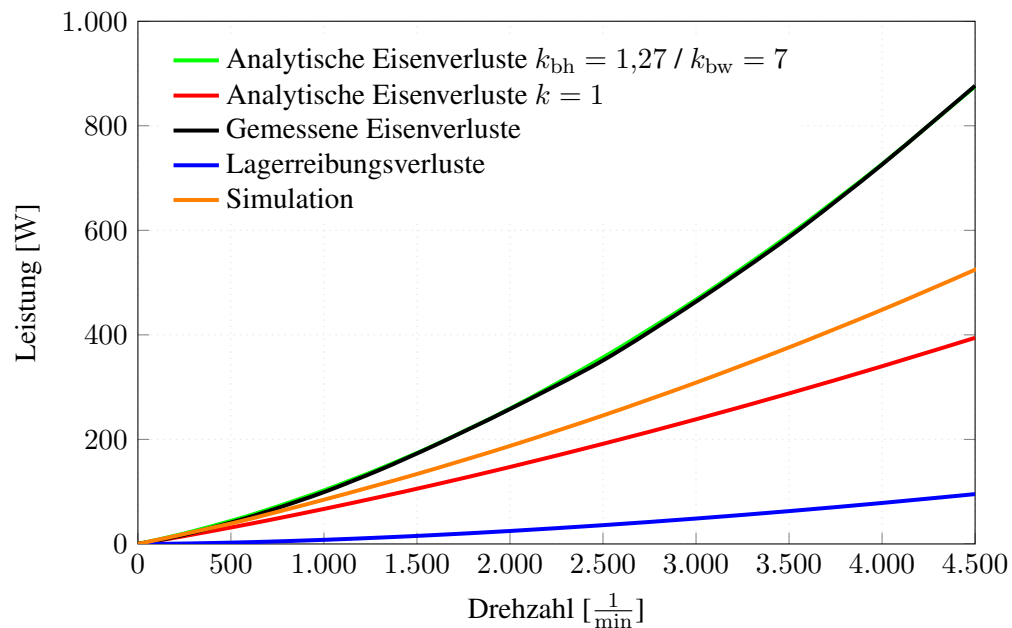


Abbildung 6.8: Eisenverluste

Die höheren Eisenverluste gegenüber der analytischen Berechnung und Simulation kann sowohl durch die Fertigung als auch dem Verlauf der Flussdichte geschuldet sein. Der Flussdichteverlauf im Messgerät der Firma Brockhaus, das zur Bestimmung der Eisenverluste für die Datenblätter genutzt wurde, ist möglichst sinusförmig. Die tatsächlichen Flussdichteverläufe im Stator weichen davon ab und können zusätzliche Verluste verursachen.

Fertigungsbedingte Verlusterhöhungen können durch das Trennverfahren sowie das Fügeverfahren entstehen.

Trennverfahren:

- Die Temperaturerhöhung der Schnittkanten kann zu Gefügeänderungen und somit anderen elektromagnetischen Eigenschaften führen.
- Die Temperaturerhöhung der Schnittkanten kann zu Beschädigung des Isolierlacks und so zu Kurzschlüssen zwischen den Blechen führen.
- Grate können ebenfalls Kurzschlüsse zwischen den Blechen verursachen.

Fügeverfahren:

- Die Leitfähigkeit des Isolierlacks wird durch zu geringe Stärken oder Verunreinigung erhöht.
- Bei Schweißverbindungen entstehen an den Schweißnähten leitende Verbindungen (Hier nicht der Fall).

Die Bleche des vermessenen Motors wurden lasergeschnitten, dieses ist nach [37] die schädlichste Schnitttechnik und verursacht in weiten Arbeitsbereichen eine Verlusterhöhung um

mehr als 100 %. Die Funken-Erosion verursacht dagegen den geringsten Anstieg der Verlustleistung.

Eine weitere Empfehlung zum Thema fertigungsabhängiger Eisenverluste ist die Quelle [17] hier werden auch Fügeverfahren untersucht.

6.5.4. Drehmoment

Das Drehmoment wird mit einem Viertel der Leistungselektronik bestimmt. Die Messläufe werden durch Probleme des Prüfstands bis zu einer Drehzahl von $n = 4000 \frac{1}{\text{min}}$ und einem Dachphasenstrom von $\hat{I} = 45 \text{ A}$ durchgeführt. Höhere Werte für Drehzahl oder Strom führen zu einem Quadrantenwechsel des Belastungsmotors.

Die Ergebnisse bis hier zeigen einen linearen Zusammenhang zwischen Drehmoment und Phasenstrom. Das zu erreichende Drehmoment pro Ampere Phasenstromverhältnis liegt bei $\frac{M_e}{\hat{I}} = \frac{57 \text{ Nm}}{170 \text{ A}} = 335,3 \frac{\text{Nm}}{\text{A}} \cdot 10^{-3}$. Das Verhältnis aus den Sollwerten des Stromes und dem gemessenen Drehmoment entspricht mit vier multipliziert für vier Inverter $\frac{M_e}{I_{\text{soll}}} = \frac{7,3 \text{ Nm}}{90 \text{ A}} \cdot 4 = 326,2 \frac{\text{Nm}}{\text{A}} \cdot 10^{-3}$. Es ist 2,7 % niedriger als das erwartete Verhältnis. Die verwendete Drehmomentmesswelle besitzt eine Toleranz von $\pm 0,1 \text{ Nm}$. Dies entspricht einem maximalen Messfehler im gemessenen Bereich von $\pm 1,4 \%$. Zusammen mit der Kalibrierungstoleranz der Phasenstromerfassung von $\pm 2 \%$ liegt die Messung innerhalb der Messtoleranz. Der eingeprägte Phasenstrom besitzt harmonische Stromanteile (nähere Betrachtungen im Kapitel 4.2.5), die nicht zur Drehmomentbildung beitragen. Toleranzen bei der Polradwinkeljustage reduzieren die Messungenauigkeit zusätzlich.

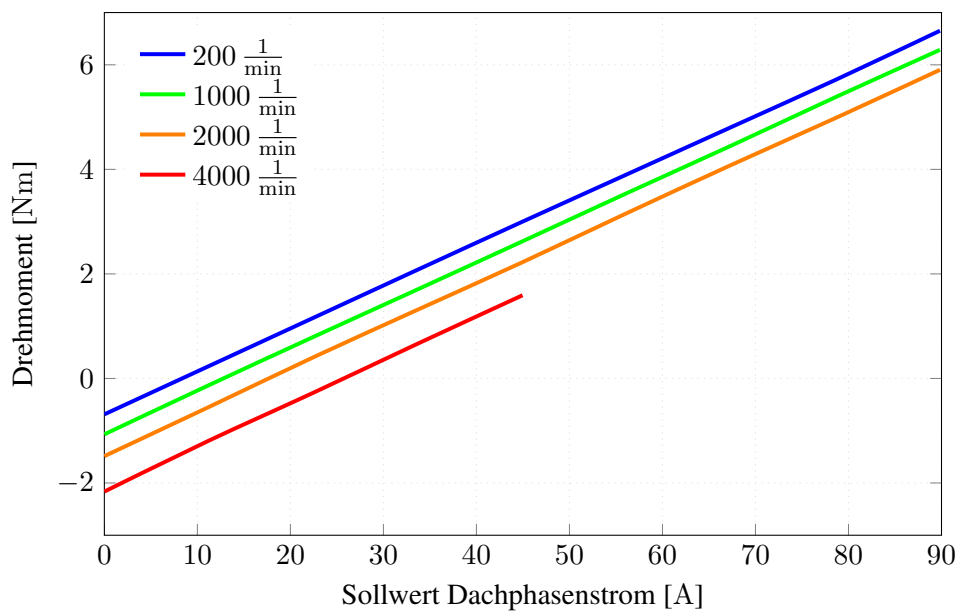


Abbildung 6.9: Auf dem Prüfstand aufgenommene Messwerte des Drehmoments

6.5.5. Übersicht der Ergebnisse des Motors

Tabelle 6.1 zeigt eine Übersicht der analytisch bestimmten, simulierten und gemessenen Werte. Simulation und Analyse liegen abgesehen von den Eisenverlusten nah an den gemessenen Ergebnissen. Für zukünftige Auslegungen können die gewonnenen Erkenntnisse zu Eisenverlusten sowohl in die Analyse als auch in die Simulation einfließen und so zu besser angenäherten Ergebnissen führen. Eine Literaturrecherche hat ergeben, dass das Lasertrennverfahren die stärkste Verlusterhöhung hervorruft. Erodieren oder Stanzen führen nach [37] und [17] zu geringeren vereinigungsbedingten Verlusterhöhungen.

	Messung	Simulation	Abweichung	Analyse	Abweichung
$\hat{U}_{\text{coil},i}$	36,5 V	36,9 V	1,1 %	36,5 V	0 %
$\hat{U}_{\text{coil},i,1}$	43,4 V	43,2 V	0,5 %	43,8 V	0,5 %
$\frac{M_e}{\hat{I}}$	0,3262 $\frac{\text{Nm}}{\text{A}}$	0,3392 $\frac{\text{Nm}}{\text{A}}$	3,8 %	0,3353 $\frac{\text{Nm}}{\text{A}}$	2,7 %
L_q	3,25 μH	3,38 μH	4 %	3,15 μH	+3,1 %
L_d	2,25 μH	2,16 μH	4,2 %	1,69 μH	+33,1 %
$P_{\text{Fe}@45001/\text{min}}$	876,5 W	485,8 W	80,4 %	394,3 W	122,2 %

Tabelle 6.1: Ergebnisse des Motors

7. Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wird eine neue hochintegrierte batterieelektrische Antriebstopologie, die vorzugsweise mit Kleinspannung betrieben wird, entwickelt und untersucht. Durch die Integration des Motors, des Inverters, der Batterie und des Motorsteuergeräts zu einer Einheit, dem „vollintegrierten Kleinspannungstraktionsantrieb“ wird die Kosten-Leistungsgrenze zwischen Niedervolt- und Hochvoltssystemen verschoben, sodass nun auch Niedervoltssysteme bei höheren Antriebsleistungen, wirtschaftlich und technisch konkurrieren können.

Um die, im Vergleich zu Hochvoltssystemen, höheren Motorströme und die damit verbundene Parallelverschaltung von MOSFETs zu vermeiden, wird der Strom anstatt nur auf drei Wicklungen, auf eine Vielzahl von Wicklungen verteilt. Verwendet wird hierfür ein Multiphasenmotor mit vereinfachter Wicklung, die dem Käfig eines Käfigläuferasynchronmotors ähnlich ist. Anders als bei einem Asynchronmotor wird der Käfig nur einseitig kurzgeschlossen und im Stator platziert. An der nicht kurzgeschlossenen Seite erhält jeder Stab der Wicklung eine MOSFET-Halbbrücke. Dieses Konzept führt zu einer Skalierbarkeit der Antriebsleistung über die Anzahl der Wicklungsstäbe und MOSFET-Halbbrücken.

Die MOSFET-Halbbrücken werden auf Dickkupferplatten platziert. Die Dickkupferplatten dienen direkt als elektrische Verbindung zwischen dem Motor und der Batterie, sodass Kabel und Stecker, über die hohe Ströme geführt werden müssten, vermieden werden.

Anders als bei bisherigen Antriebssystemen werden alle Komponenten des Antriebs gemeinsam, auch mechanisch, aufeinander abgestimmt. Dies geschieht in der analytisch ausgeführten Grobdimensionierung des Antriebs über ein zusammenhängendes Gleichungssystem. Beispielsweise werden dafür drei Auslegungsvarianten für einen 50 kW Antrieb miteinander verglichen. Im Anschluss an die Grobdimensionierung werden einige Komponenten wie der magnetische Kreis des Motors, die Strommessungen und die Schaltvorgänge zur Feindimensionierung simuliert.

Zur Regelung der Schaltvorgänge wird ein Motorsteuergerät entwickelt. Die hohen Anforderungen an die Stromregelung des Multiphasenmotors führen zur Wahl eines FPGAs. Der FPGA ist in der Lage Prozesse, wie die Stromerfassung und das Stellen des Duty-Cycles, parallel abzuarbeiten, ist jedoch, nicht die beste Wahl für Steuerungs- und Kommunikationsaufgaben. Daher wird der FPGA breitbandig mit einem Mikrocontroller verbunden, bei dem die Daten der Batteriepakete, des Motors und des Leitstands zusammenlaufen.

Nachdem der Motor, die Batteriepakete, das BMS, die Strommessungen, die Leistungselektronik, der Kühlkörper und das Motorsteuergerät entworfen sind, werden sie gefertigt, getestet und zu einem Antrieb montiert. Auf einem Prüfstand wird der Antrieb in Betrieb genommen und untersucht.

Eine Untersuchung verschiedener Stromreglertopologien ergibt, dass die feldorientierte Regelung zwar die höchsten Anforderungen an die FPGA-Ressourcen stellt, jedoch auch die höchste Regelgüte der untersuchten Stromregelverfahren besitzt. Daher wird diese zur weiteren Vermessung des Antriebs verwendet.

Die in der Vermessung erhaltenen Betriebsdaten des Antriebs zeigen bis auf die Eisenverluste und der Erwärmung der MOSFETs einen hohen Übereinstimmungsgrad mit den Berechnungen und Simulationen. In vielen Fällen, wie z. B. bei der Strommessung, ist eine zusätzliche Simulation nicht unbedingt erforderlich, wodurch der Aufwand für Neuauslegungen reduziert werden kann.

Durch den hohen Nutzfüllfaktor und den damit einhergehenden großen Wicklungsquerschnitt fallen die Stromwärmeverluste bei diesem Motor gering aus. Allerdings dominieren die Eisen-

verluste und fallen insbesondere dann stark ins Gewicht, wenn sie stark über den berechneten simulierten Ergebnissen liegen. Daher liegt das höchste Potential zur Reduzierung der Verluste des Motors in der Verminderung der Eisenverluste. Eine Vermutung besteht darin, dass das Lasertrennverfahren einen hohen Anteil zu den Verluststeigerungen beiträgt, was jedoch noch weiter untersucht werden muss.

Eine weitere Möglichkeit, den Wirkungsgrad und die Leistungsdichte zu erhöhen, liegt in der Optimierung der Leistungselektronik. Schlechte Lötverbindungen können ebenso wie höhere Verluste bei erhöhten MOSFET-Temperaturen eine Ursache sein. Die beste Konfiguration der Simulation aus Totzeit und Gatewiderstand wurde noch nicht verwendet. Darüber hinaus können kleinere MOSFET-Gehäuse zu einer höheren Bestückungsdichte und somit zu einer höheren Leistungsdichte auf der Leistungselektronik führen.

Die Verwendung eines geschalteten Reluktanzmotor-Rotors stellt eine weitere Möglichkeit dar, Kosten zu reduzieren und den Einsatz von seltenen Erden zu minimieren. Diese neuartige Antriebstechnologie kann aufgrund ihrer kompakten und redundanten Bauweise mit Spannungen unterhalb der SELV-Grenze ein weiterer Baustein sein, um die Elektrifizierung des Verkehrs voranzutreiben. Die Automobilindustrie ist überzeugt und verfolgt diese Antriebstopologie weiter [39].

Literatur

- [1] Daimler; 30.08.2019
<https://www.daimler.com/konzern/tradition/geschichte/1885-1886.html>
- [2] Statista Verkehr; 30.08.2019
<https://de.statista.com/statistik/daten/studie/167957/umfrage/verteilung-der-co-emissionen-weltweit-nach-bereich/>
- [3] Umweltbundesamt Erneuerbare Energien in Zahlen; 30.08.2019
<https://www.umweltbundesamt.de/themen/klima-energie/erneuerbare-energien/erneuerbare-energien-in-zahlen#statusquo>
- [4] Springer Professional Ottomotor; 26.10.2018
<https://www.springerprofessional.de/automobil---motoren/ottomotor/neue-toyota-ottomotoren-mit-thermischem-wirkungsgrad-von-bis-zu-/6591598>
- [5] Springer Dieselmotor; 26.10.2018
Dieselmotor-Management im Überblick einschließlich Abgastechnik
Springer-Verlag GmbH; Berlin 2014; ISBN 978-3-658-06554-6
- [6] Statista angemeldete PKW; 30.08.2019
<https://de.statista.com/statistik/daten/studie/12131/umfrage/pkw-bestand-in-deutschland/>
- [7] Statista angemeldete BEV; 30.08.2019
<https://de.statista.com/statistik/daten/studie/265995/umfrage/anzahl-der-elektroautos-in-deutschland/>
- [8] ZVEI; 03.06.2020
https://www.zvei.org/fileadmin/user_upload/Presse_und_Medien/Publikationen/2014/januar/Spannungsklassen_in_der_Elektromobilitaet/Spannungsklassen-Elektromobilitaet.pdf
- [9] Vieweg E-Antriebsstrang
H. Wallentowitz, Strategien zur Elektrifizierung des Antriebsstranges
Vieweg+Teubner Verlag; Wiesbaden 2011; ISBN 978-3-8348-9910-1
- [10] UniBW; 29.05.2019
ISCAD: Hochleistungsantrieb mit 48 V
[https://dokumente.unibw.de/pub/bscw.cgi/d10501278/2016%20EMT-04%20\(Moros%20-%20Patzak%20-%20Baumgardt%20-%20Greife%20-%20Rubey%20-%20Bachheibl%20-%20Gerling\).pdf](https://dokumente.unibw.de/pub/bscw.cgi/d10501278/2016%20EMT-04%20(Moros%20-%20Patzak%20-%20Baumgardt%20-%20Greife%20-%20Rubey%20-%20Bachheibl%20-%20Gerling).pdf)
- [11] QUICK-OHM; 19.09.2018
Hersteller QUICK-OHM
https://www.waermemanagement.com/heatpipes/heat-pipe_sinter/artikel.php?HGrpID=1&GrpID=1&SGrpID=3&ArtNr=QY-SHP-D8-400SN

- [12] Andreas Binder
Elektrische Maschinen und Antriebe
Springer-Verlag GmbH; Berlin Heidelberg 2012; ISBN 978-3-540-71849-9
- [13] Cosmos indirekt
Cosmos indirekt
<https://physik.cosmos-indirekt.de/Physik-Schule/Skin-Effekt>
- [14] W.-R. Canders
TU Braunschweig, PHYSIKALISCH BASIERTER ANSATZ NACH BERTOTTI'S THEORIE
https://www.tu-braunschweig.de/Medien-DB/imab/09-Jahresberichte/2010-11/07_Canders_2010_11.pdf
- [15] W. Pieper, J. Gerster
Total power loss density in a softmagnetic 49%Co-49%Fe-2%V-alloy
Journal of applied Physics 109,07A312(2011)
- [16] G. Bertotti
General properties of power losses in soft ferromagnetic materials
IEEE Transactions on Magnetics; pp. 621–630
- [17] Marc Veigel
Ein neues Modell zur Berechnung der fertigungsabhängigen Ummagnetisierungsverluste in Synchronmaschinen
<https://publikationen.bibliothek.kit.edu/1000084543/15671960>
- [18] Universität Stuttgart
Microwave inductance of thin metal strips
https://www3.physik.uni-stuttgart.de/TR21/common/show_file.php/publications/748/publication.pdf
- [19] Schaeffler
Reibung und Erwärmung Schaeffler
https://medias.schaeffler.com/medias/de!hp.tg.cat/tg_hr*ST4_18687224075
- [20] David C. White and Herbert H. Woodson
Electromechanical energy conversion
John Wiley and Sons, INC, New York, 1957
- [21] Yang Jia-qiang, Hu Hao-feng and Huang Jin
Electronic pole changing technique of multiphase induction motor based on vector control
<https://onlinelibrary.wiley.com/doi/full/10.1002/etep.1627>
- [22] Melexis Datenblatt MLX91209; 04.07.2019
<https://www.melexis.com/-/media/files/documents/datasheets/mlx91209-datasheet-melexis.pdf>

- [23] ResearchGate; 08.1997
Switching-behavior improvement of insulated gate-controlled devices
https://www.researchgate.net/publication/3279629_Switching-behavior_improvement_of_insulated_gate-controlled_devices?enrichId=rgreq-bd494a663bc6683ec99787440065efd4-XXX&enrichSource=Y292ZXJQYWdlOzMyNzk2Mjk7QVM6Mzc0MzYwNjYyNjU5MDc0QDE0NjYyNjU5NDU2NjY%3D&el=1_x_2&_esc=publicationCoverPdf
- [24] Academic Press Series in Engineering
MUHAMMAD H. RASHID, POWER ELECTRONICS HANDBOOK
ACADEMIC PRESS; Burlington 2007; ISBN 0-12-581650-2
- [25] Infineon Application Notes; 12.01.2020
CoolMOS gate drive and switching dynamics
https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-MOSFET_CoolMOS_gate_drivce_switching_dynamics-ApplicationNotes-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d4626f229553016fb392d5e7749f
- [26] Infineon Application Notes; 07.2006
MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters
- [27] Infineon Datenblatt IPT007N06N; 04.07.2019
https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPT007N06N-DS-v02_01-en.pdf?fileId=db3a30433e9d5d11013e9e4618320118
- [28] Texas Instruments
LM34925 Integrated Secondary-Side Bias Regulator for Isolated DC-DC Converters
<http://www.ti.com/lit/ds/snvs846g/snvs846g.pdf>
- [29] Texas Instruments
UCC21520, UCC21520A 4-A, 6-A, 5.7-kV RMS Isolated Dual-Channel Gate Driver
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc21520.pdf>
- [30] Fraunhofer-Allianz Batterien
ENTWICKLUNGSPERSPEKTIVEN FÜR ZELLFORMATE VON LITHIUM-IONEN-BATTERIEN IN DER ELEKTROMOBILITÄT
https://www.batterien.fraunhofer.de/content/dam/batterien/de/documents/Allianz_Batterie_Zellformate_Studie.pdf
- [31] Sony
US18650VTC5A, Lithium Ion Rechargeable Battery Technical Information
http://www.produktinfo.conrad.com/datenblaetter/1400000-1499999/001499575-da-01-en-SONY_LI_ION_AKKU_18650__2600MAH_35A.pdf
- [32] Electrical Engineering in Japan
Thermal Behavior of Small Lithium-Ion Secondary Battery During Rapid Charge and Discharge Cycles
<https://onlinelibrary.wiley.com/doi/epdf/10.1002/eej.20249>

- [33] Sony
US18650VTC5A, Safety Data Sheet
http://www.produktinfo.conrad.com/datenblaetter/1400000-1499999/001499575-si-01-en-SONY_LI_ION_AKKU_18650__2600MAH_35A.pdf
- [34] Technische Universität München
Aufbau und Parametrierung von Batteriemodellen, Peter Keil, Andreas Jossen
<https://mediatum.ub.tum.de/doc/1162416/1162416.pdf>
- [35] Renesas
Datenblatt Batteriemanagement-IC ISL78600
<https://www.renesas.com/eu/en/doc/datasheet/isl78600.pdf>
- [36] ER2074
Elektrolube ER2074
https://www.distrelec.at/Web/Downloads/_t/ds/ER2074_ger_tds.pdf
- [37] M. Hofmann, H. Naumoski, U. Herr, and H. G. Herzog
Magnetic Properties of Electrical Steel Sheets in Respect of Cutting: Micromagnetic Analysis and Macromagnetic Modeling
IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL. 52, NO. 2, FEBRUARY 2016
- [38] Dr. Albrecht Brockhaus
Persönliche Bereitstellung durch Dr. Albrecht Brockhaus
- [39] InED, Huber Automotive GmbH
News: HUBER AUTOMOTIVE AG ÜBERNIMMT GESCHÄFTSBEREICH E-DRIVE VON STOBA E-SYSTEMS
<https://www.huber-automotive.com/news/>

A. Lösungswege

A.1. Fourierreihe Rechteckfunktion

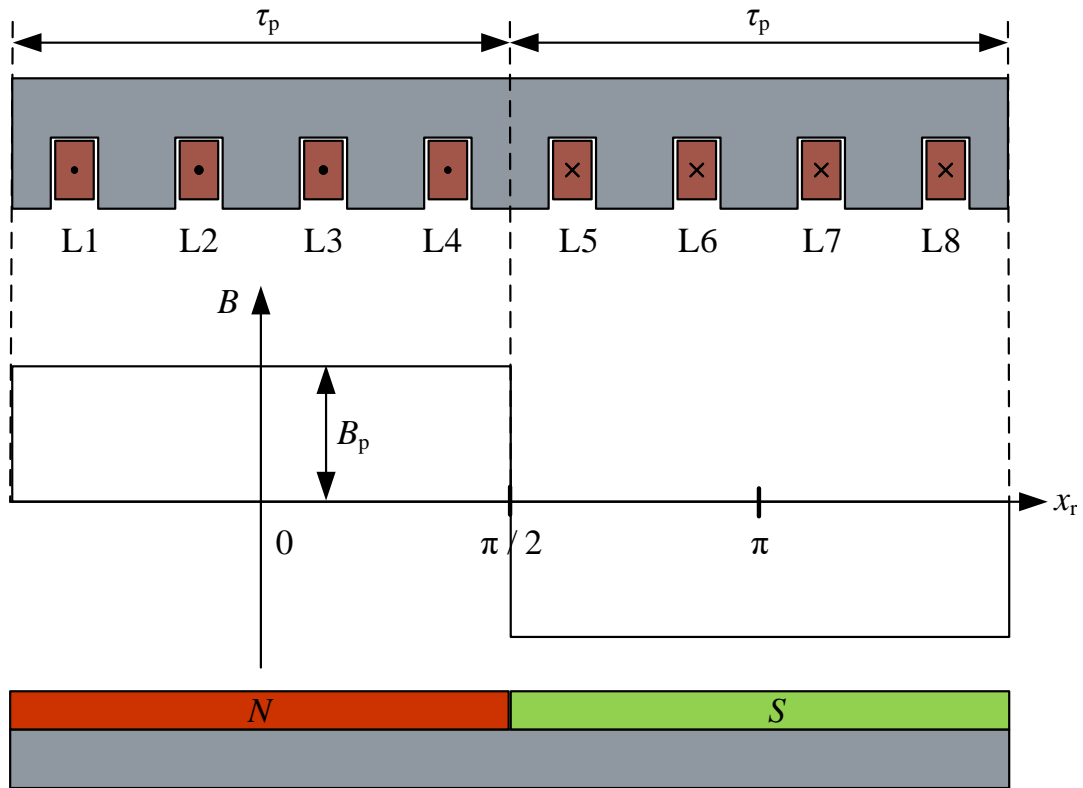


Abbildung A.1: Rechteck Fourierreihe

Die Fourierreihe in den Grenzen (siehe Abbildung A.1)

$$-\frac{\pi}{2} \leq x_s \leq \frac{\pi}{2} : B_\delta(x_s) = B_p \quad (\text{A.1})$$

$$-\frac{\pi}{2} \leq x_s \leq \frac{\pi}{2} : B_\delta(x_s) = -B_p \quad (\text{A.2})$$

und den Ordnungszahlen $\mu = 1, 3, 5, \dots$ die Amplituden:

$$\hat{B}_{\delta, \mu=1,3,5} = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi B_\delta(x_s) \cdot \cos(\mu \cdot x_s) dx_s \quad (\text{A.3})$$

$$= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} B_p \cdot \cos(\mu \cdot x_s) dx_s - \frac{2}{\pi} \int_{\pi/2}^\pi B_p \cdot \cos(\mu \cdot x_s) dx_s \quad (\text{A.4})$$

$$= \frac{2}{\pi} \cdot B_p \cdot \left(\left[\frac{1}{\mu} \cdot \sin(\mu \cdot x_s) \right]_0^{\pi/2} - \left[\frac{1}{\mu} \cdot \sin(\mu \cdot x_s) \right]_{\pi/2}^\pi \right) \quad (\text{A.5})$$

$$= \frac{2}{\pi} \cdot B_p \cdot \left(\frac{1}{\mu} \cdot \left(\sin\left(\frac{\mu\pi}{2}\right) - 0 \right) - \frac{1}{\mu} \cdot \left(0 - \sin\left(\frac{\mu\pi}{2}\right) \right) \right) \quad (\text{A.6})$$

$$\hat{V}_{c,\mu=1,3,5} = B_p \cdot \frac{4}{\pi\mu} \cdot \sin\left(\frac{\mu\pi}{2}\right) \quad (\text{A.7})$$

B. Wertebestimmung

B.1. Motor

B.1.1. Ideelle Eisenlänge

In der Fertigung können weitere Faktoren, die die ideelle Eisenlänge verringern, hinzukommen. Diese produktionsbedingten Abweichungen sind im Vorhinein ohne Muster-Vermessung schwierig zu kalkulieren. Daher wird lediglich der bekannte minimale Stapelfaktor des Bleches verwendet.

Die in der Variation der Parameter bestimmte ideelle Eisenlänge von $l_e = 250$ mm ergibt mit dem minimalen Stapelfaktor des Bleches NO20 $k_{st} = 0,93$ eine brutto Eisenlänge $l_{Fe} \approx 270$ mm.

B.1.2. Polteilung und Nutteilung

Mit dem Innendurchmesser $d_{si} = 120$ mm, der Polpaarzahl $p = 4$, und der Nutanzahl $m = 32$ ergeben sich $\tau_p = 47,1$ mm und $\tau_Q = 11,8$ mm.

B.1.3. Schrägung

Aus $\tau_p = 47,1$ mm, $b_{sk} = \tau_Q = 11,77$ mm und einer gestaffelten Schrägung in $K = 15$ Stufen resultiert eine Reduktion der Spannungsgrundwelle um $k_{K,1} = \frac{U_{K,1}}{U_1} = 0,975$.

B.1.4. Induzierte Spannung

Die Bestimmung der Flussdichten im Kapitel 3.1.12 ergeben mit der Luftspaltflussdichtegrundwelle $\hat{B}_{\delta,1} = 1,44$ T bei maximalem Strom, einen Betrieb nahe der Sättigung und damit einen hohen Ausnutzungsgrad des Blechs. Die Drehzahl, bei der die maximale Leistung erreicht wird, soll nicht über $n = 10\,000 \frac{1}{\text{min}}$ liegen. Die resultierende Magnetfeldfrequenz bei vier Polpaaren ergibt sich aus Gleichung B.1 zu $f = 666,7$ Hz.

$$f = \frac{n \cdot p}{60} \quad (\text{B.1})$$

Die Variation der Motorgeometrien ergibt eine ideelle Eisenlänge von $l_e = 250$ mm und einen Innendurchmesser des Stators $d_{si} = 120$ mm. Dies ergibt mit 3.12 einem Effektivwert der Grundwellenspannung (Gleichungen B.2 und B.3) von $U_{St,i,1} = 15,5$ V.

$$U_{St,i,1} = \sqrt{2} \cdot f \cdot k_{K,1} \cdot \tau_p \cdot l_e \cdot \hat{B}_{\delta,1} \quad (\text{B.2})$$

Induzierte harmonische effektive Grundwellen-Stabspannung

$$U_{St,i,1} = \sqrt{2} \cdot 666,7 \text{ Hz} \cdot 47,1 \text{ mm} \cdot 250 \text{ mm} \cdot 1,44 \text{ T} = 15,55 \text{ V} \quad (\text{B.3})$$

Ist die Amplitude der harmonischen Anteile $\mu = 3,5,7,\dots$, der Luftspaltflussdichte B_δ null, ergibt dies eine sinusförmige induzierte Spannung. Der Scheitelwert der Spannung kann mit dem Scheitelfaktor $k_s = \sqrt{2}$ bestimmt werden und liegt bei einer Drehzahl von $n = 10\,000 \frac{1}{\text{min}}$ bei $\hat{U}_{\text{St},i,1} = 22 \text{ V}$ und die des Wicklungsäquivalents $\hat{U}_{i,1} = 44 \text{ V}$. Bei einer Batteriespannung von maximal 42 V und einer Nennspannung von 37 V ist das Einprägen eines Stromes bei der Drehzahl $n = 10\,000 \frac{1}{\text{min}}$ nicht mehr möglich.

Die gewählte Rotorgeometrie mit in V-Form eingebetteten Magneten erzeugt eine dem Rechteck angenäherte Luftspaltflussdichte. Aus der Schrägung des Rotors in der Weite einer Nutteilung $b_{\text{sk}} = \tau_Q$ resultiert eine trapezförmige induzierte Spannung. Die Amplitude dieser Spannung wird nach Gleichung B.4 aus der rotorerrigten Luftspaltflussdichte B_p bestimmt.

$$\hat{U}_{\text{St},i} = 2 \cdot f \cdot \tau_p \cdot l_e \cdot B_p \quad (\text{B.4})$$

Induzierte maximale Stabspannung

Die rotorerrigte Luftspaltflussdichte B_p wird über den Formfaktor $k_{\text{sin,rect}}$ aus Kapitel 3.1.5 und dem Scheitelwert der rotorerrigten Luftspaltflussdichtegrundwelle $\hat{B}_{\delta,1}$ bestimmt (Gleichung B.5).

$$B_p = k_{\text{sin,rect}} \cdot \hat{B}_{\delta,1} \quad (\text{B.5})$$

maximale Luftspaltflussdichte

Es ergibt sich eine maximale induzierte Stabspannung $\hat{U}_{\text{St},i} = 18,27 \text{ V}$ und $\hat{U}_i = 36,54 \text{ V}$. Das Einprägen eines Stroms ist so bei Nennspannung von 37 V der Batterie noch möglich. Genauer wird dieses in Kapitel 3.3 betrachtet.

B.1.5. Mechanische Leistung

Die angestrebte Leistung dieses Antriebs beträgt $P_m = 60 \text{ kW}$. Die maximale Leistung ist bei $10\,000 \frac{1}{\text{min}} = 166,7 \text{ Hz}$ zu erreichen. Es ist somit ein elektromagnetisches Drehmoment von $M_e = 57 \text{ Nm}$ zu erreichen.

B.1.6. Drehmoment

Mit dem Statorinnendurchmesser $d_{\text{si}} = 120 \text{ mm}$, der ideellen Eisenlänge $l_e = 250 \text{ mm}$, einem Polradwinkel von $\phi_1 = 90^\circ$, einer rotorerrigten Luftspaltflussdichtegrundwelle von $\hat{B}_{\delta,1} = 1,44 \text{ T}$ und dem in Kapitel B.1.5 bestimmten Drehmoment, wird eine Strombelagsgrundwelle von $\hat{A}_1 = 14\,439 \frac{\text{A}}{\text{m}}$ benötigt (B.6).

$$\hat{A}_1 = \frac{M_e \cdot 4}{d_{\text{si}}^2 \cdot \pi \cdot l_e \cdot \hat{B}_{\delta,1} \cdot k_{k,1} \cdot \cos(\phi_1)} \quad (\text{B.6})$$

$$\hat{A}_1 = \frac{57 \text{ Nm} \cdot 4}{(120 \text{ mm})^2 \cdot \pi \cdot 250 \text{ mm} \cdot 1,44 \text{ T} \cdot 0,975} = 14\,439 \frac{\text{A}}{\text{m}} \quad (\text{B.7})$$

B.1.7. Strombelag

Nun kann aus dem benötigten Strombelag A aus dem Kapitel B.1.6 $\hat{A}_1 = 14\,439 \frac{\text{A}}{\text{m}}$ und dem maximalen effektiven Strom je Halbbrücke $I = 120 \text{ A}$ aus dem Kapitel 3.5.2 die benötigte Phasen- oder auch Stabanzahl der Käfigwicklung bestimmt werden. Es ergibt sich eine gesamte

Phasen- bzw. Stabanzahl $m = 32$ (B.8). Mit einer der Polpaarzahl $p = 4$ sind es 8 Phasen pro Polpaar und Batterie-Leistungselektronik-Modul.

$$m = \frac{\hat{A}_1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{2p \cdot \tau_p}{I} = \frac{14\,439 \frac{\text{A}}{\text{m}}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{47,1 \text{ mm} \cdot 8}{120 \text{ A}} = 32,06 \quad (\text{B.8})$$

Bisher wurden Eisen- und Stromwärmeverluste vernachlässigt. Werden diese in Kapitel 3.1.13 und 3.1.16 bestimmten Verluste mitberücksichtigt, ist je Halbbrücke ein um 2,6 A erhöhter Phasenstrom einzuprägen, um die gewünschte mechanische Leistung zu erhalten.

B.1.8. Induktivität

Zur Bestimmung der Induktivitäten werden die Permeabilität $\mu_0 = 4 \cdot \pi 10^{-7} \cdot \frac{\text{H}}{\text{m}}$, der Polbedeckungsfaktor $\alpha_e = 0,85$, die Polteilung $\tau_p = 47,1 \text{ mm}$, die ideelle Eisenlänge $l_e = 250 \text{ mm}$, der Luftspalt $\delta = 1 \text{ mm}$, die Magnetbreite $b_M = 3,5 \text{ mm}$ und die Magnethöhe $h_M = 31 \text{ mm}$ genutzt.

$$L_q = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}} \cdot \frac{0,85 \cdot 47,1 \text{ mm} \cdot 250 \text{ mm}}{4 \cdot 1 \text{ mm}} = 3,15 \mu\text{H} \quad (\text{B.9})$$

Bestimmung der Induktivität eines Stabes in q-Richtung

$$L_d = \mu_0 \cdot \left(\frac{0,15 \cdot 47,1 \cdot 250 \text{ mm}}{2 \cdot 1} + \left(\frac{2 \cdot 1}{0,85 \cdot 47,1 \cdot 250 \text{ mm}} + \frac{2 \cdot 3,5}{31 \cdot 250 \text{ mm}} \right)^{-1} \right) = 1,69 \mu\text{H}$$

Bestimmung der Induktivität eines Stabes in d-Richtung

(B.10)

B.1.9. Stator Flussdichten

Zur Bestimmung der Statorflussdichten durch die Magnete werden die Polpaarzahl $p = 4$, die Amplitude der Luftspaltflussdichtegrundwelle $\hat{B}_{\delta,1} = 1,44 \text{ T}$, der Scheitelfaktor $k_{\sin, \text{rect}} = 0,81$, der Rotorausendurchmesser $d_{ra} = 118 \text{ mm}$, der Statorinnendurchmesser $d_{si} = 120 \text{ mm}$, der Statoraußendurchmesser $d_{sa} = 170 \text{ mm}$, die Nutbreite $b_Q = 2,4 \text{ mm}$, die ideellen Eisenlänge $l_e = 250 \text{ mm}$ und die Magnethöhe $h_Q = 8,2 \text{ mm}$ genutzt.

$$\hat{B}_{r,Z} = 1,44 \text{ T} \cdot 0,81 \cdot \frac{118 \text{ mm} \cdot \pi}{120 \text{ mm} \cdot \pi - 32 \cdot 2,4 \text{ mm}} = 1,44 \text{ T} \quad (\text{B.11})$$

Bestimmung der rotorregten Dachflussdichte des Statorzahns

$$\hat{B}_{r,J} = 1,44 \text{ T} \cdot 0,81 \cdot 0,85 \cdot \frac{118 \text{ mm} \cdot \pi}{16 \cdot \left(\frac{170 \text{ mm} - 120 \text{ mm}}{2} - 8,2 \text{ mm} \right)} = 1,36 \text{ T} \quad (\text{B.12})$$

Bestimmung der rotorregten Dachflussdichte des Statorjochs

Zur Bestimmung der durch den Strom verursachten Statorflussdichten, werden die Strombelagsgrundwelle $\hat{A}_1 = 14\,399,7 \frac{\text{A}}{\text{m}}$, die Polteilung $\tau_p = 47,1 \text{ mm}$, der Luftspalt $\delta = 1 \text{ mm}$, die Nutteilung $\tau_Q = 11,8 \text{ mm}$, die Nutbreite $b_Q = 2,4 \text{ mm}$, die Nuthöhe $h_Q = 8,2 \text{ mm}$, die Stabanzahl $m = 32$, der Statorinnendurchmesser $d_{si} = 120 \text{ mm}$, der Statoraußendurchmesser $d_{sa} = 170 \text{ mm}$ und die Polpaarzahl $p = 4$ genutzt.

$$B_{s,Z} = \frac{\mu_0 \cdot 14\,399,7 \frac{\text{A}}{\text{m}} \cdot 47,1 \text{ mm}}{1 \text{ mm} \cdot \pi} \cdot \frac{11,8 \text{ mm}}{11,8 \text{ mm} - 2,4 \text{ mm}} \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot 2 \cdot 4}{32}\right) = 242 \text{ mT} \quad (\text{B.13})$$

Bestimmung der statorerregten Zahnflussdichte

$$\hat{B}_{s,J} = \frac{\mu_0 \cdot 14\,399,7 \frac{\text{A}}{\text{m}} \cdot 47,1 \text{ mm}}{1 \text{ mm} \cdot \pi} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{47,1 \text{ mm}}{\frac{170 \text{ mm} - 120 \text{ mm}}{2} - 8,2 \text{ mm}} = 244 \text{ mT} \quad (\text{B.14})$$

Bestimmung der maximalen statorerregten Jochflussdichte

Zur Bestimmung der maximalen Flussdichte im Statorzahn wird die rotorregte Dachflussdichte des Zahn $\hat{B}_{r,Z}$ mit der dazugehörigen statorerregten Zahnflussdichte $B_{s,Z}$ addiert, dies ergibt Gleichung B.15. Mit $\hat{B}_Z = 1,68 \text{ T}$ überschreitet die erwartete Flussdichte den Knickpunkt der B-H-Kennlinie des Blechs NO20 um circa 0,2 T. Es führt dazu, dass die Permeabilität stark sinkt und die Feldlinien einen Weg durch die benachbarten Zähne suchen, bis diese ebenfalls sättigen. Eine Auswirkung auf das Drehmoment kann ein zusätzlicher Rippel sein, der jedoch durch die implementierte Schrägung stark reduziert wird. Sättigen auch die benachbarten Zähne, kommt es zur Rezession der Flussdichtesteigung: Der Steigerung des Stroms folgt eine geringer werdende Steigerung des Drehmoments. Das Drehmoment-Strom-Verhältnis flacht ab und ist nicht mehr linear.

$$\hat{B}_Z = \hat{B}_{r,Z} + B_{s,Z} = 1,68 \text{ T} \quad (\text{B.15})$$

Bestimmung der Dachflussdichte im Statorzahn in q-Richtung

Im drehmomentbildenden Betrieb liegen die Amplituden der Luftspaltflussdichten des Stators und des Rotors um 90° versetzt, daher ist lediglich eine der beiden Quellen für die maximale Jochflussdichte \hat{B}_J verantwortlich. Die durch die Magnete verursachte Flussdichte im Stator ist wesentlich höher als die des Stromes. Somit ist das Maximum der Flussdichte im Joch in q-Richtung von den Magneten abhängig. Diese erreicht maximal $\hat{B}_J = 1,36 \text{ T}$ und befindet sich im Knickpunkt der B-H-Kennlinie. Anders als bei der Zahnflussdichte gibt es für den Rotorfluss keine Ausweichmöglichkeit. Das heißt: Sinkt die Permeabilität im Joch, sinkt auch der rotorregte Fluss oder es wird mehr Magnetmaterial benötigt, um die gewünschte rotorregte Luftspaltflussdichtegrundwelle $B_{\delta,1}$ zu erreichen.

$$\hat{B}_J = \hat{B}_{r,J} = 1,36 \text{ T} \quad (\text{B.16})$$

Bestimmung der Dachflussdichte im Statorjoch in q-Richtung

B.1.10. Eisenverlustleistung

Die Masse des Stator Zahnvolumens und des Jochvolumens ergeben sich nach Gleichungen: B.17 und B.18, mit den Geometrien $d_{si} = 120 \text{ mm}$, $d_{sa} = 170 \text{ mm}$, $l_{Fe} = 270 \text{ mm}$, $b_Q = 2,4 \text{ mm}$, $h_Q = 7,8 \text{ mm}$, $\tau_Q = 2,4 \text{ mm}$ und der Dichte $\rho = 7650 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$ zu $m_Z = 5,2 \text{ kg}$ und $m_J = 17,1 \text{ kg}$.

$$m_Z = \rho \cdot l_{Fe} \cdot \left(\frac{(d_{si} + 2 \cdot h_Q)^2 \cdot \pi}{4} - \frac{d_{si}^2 \cdot \pi}{4} - m \cdot b_Q \cdot h_Q \right) \quad (\text{B.17})$$

$$m_J = \rho \cdot l_{Fe} \cdot \left(\frac{d_{sa}^2 \cdot \pi}{4} - \frac{(d_{si} + 2 \cdot h_Q)^2 \cdot \pi}{4} \right) \quad (\text{B.18})$$

Mit der Frequenz $f = 666,7 \text{ Hz}$, den Konstanten $a_1 = 21,96 \cdot 10^{-3}$, $a_2 = 13,76 \cdot 10^{-6}$, $a_3 = 15 \cdot 10^{-3}$, $a_4 = 10,6$ und $a_5 = 405,23 \cdot 10^{-6}$ ergeben sich aus den Gleichungen B.19, B.20 und B.21, die Teilverlustleistungen.

$$P_{\text{Fe,Z,max}} = m_Z \cdot P_{\text{IEM},5}(\hat{B}_Z, f_{\text{max}}) = 626 \text{ W} \quad (\text{B.19})$$

$$P_{\text{Fe,J,max}} = \frac{m_J}{2} \cdot P_{\text{IEM},5}(\hat{B}_J, f_{\text{max}}) = 465 \text{ W} \quad (\text{B.20})$$

$$P_{\text{Fe,J,Z,max}} = \frac{m_J}{2} \cdot P_{\text{IEM},5}(\hat{B}_{J,Z}, f_{\text{max}}) = 309 \text{ W} \quad (\text{B.21})$$

Die Analyse ergibt eine Verlustleistung im Eisen von 1421 W. Weder am Lehrstuhl noch beim Motorenhersteller bestehen Erfahrungswerte zu den Fertigungszuschläge des Blechtyps. Somit können diese erst anhand des gefertigten Eisenkreises ermittelt werden.

B.1.11. Blechwahl

Anders als für Transformatoren wird für rotierende Maschinen häufig nicht kornorientiertes Blech verwendet. Das bedeutet, dass das Blech keine magnetische Vorzugsrichtung aufweist. Kornorientiertes Material dagegen besitzt unterschiedliche Koerzitivfeldstärken abhängig von der Magnetisierungsrichtung.

Sowohl die M- als auch NO-Güte sind nicht kornorientierte, kaltgewalzte und schlussgeglühte Blechbänder. Die M-Güte wird nach der DIN-Norm EN 10106 zertifiziert, die NO-Güte nach der DIN-Norm EN 10303. Die erste Zahl der M-Güte steht für die gemessenen Verluste bei einer Flussdichte $\hat{B} = 1,5 \text{ T}$ und einer Frequenz $f = 50 \text{ Hz}$ pro kg geteilt durch 100. Die zweite Zahl für die Blechstärke durch 100 in mm.

Die NO-Güte ist durch die dünne Walzung für mittlere bis hohe Frequenzen geeignet. Der vollständige Name lautet zum Beispiel NO20-15 oder NO20-13. Die erste Zahl nach dem NO geteilt durch 100 ist die Blechstärke in mm. Die zweite Zahl ist die gemessene Verlustleistung bei einer Flussdichte $\hat{B} = 1,0 \text{ T}$ und einer Frequenz $f = 400 \text{ Hz}$ pro kg.

Zum Zeitpunkt der Konstruktion des ersten magnetischen Kreises hatte der Hersteller Wälzholz lediglich ein Blech der NO20 Güte im Programm. Dieses entspricht dem heutigen NO20-15. Bei der Auswahl des Materials standen M400-50A, M330-35A, M250-35A sowie NO20 zur Auswahl. Die Kriterien zur Auswahl sind zum einen der Verlauf der B/H -Kennlinie, als auch die Verluste pro Kilogramm im angestrebten Nennpunkt bei $N = 10\,000 \frac{1}{\text{min}}$.

Abbildung B.1 zeigt die aus den Datenblättern entnommene Polarisierung im Sättigungsbereich der vier Bleche. Sie zeigt eine 3,3 % höhere Flussdichte des NO20 gegenüber dem qualitativ nächstgelegenen M250-35 bei einer Feldstärke $H = 2500 \frac{\text{A}}{\text{m}}$.

Zur Bestimmung der Eisenverluste wird, wie in Kapitel 3.1.13 aufgeführt, die IEM-5-Parameterformel auf die Messwerte des Herstellers parametrisiert und ergibt bei maximaler Leistung eine Eisenverlustleistung $P_{\text{Fe}} = 1795 \text{ W}$. Sie liegt damit 28 % über der Verlustleistung des NO20 ($P_{\text{Fe}} = 1420 \text{ W}$). Die geringeren Verlustleistungen und leichte Vorteile hinsichtlich der Sättigung führen zur Wahl des NO20.

	Flussdichte in T bei der Feldstärke in $\frac{A}{m}$		
Blech	2500	5000	10000
M400-50A	1,53	1,63	1,73
M330-35A	1,49	1,60	1,70
M250-35A	1,49	1,60	1,70
NO20	1,54	1,64	1,75

Tabelle B.1: Polarisierung (Datenblätter WÄELZKOLZ)

B.1.12. Skin-Effekt im Leiter

Mit dem spezifischen Widerstand von Kupfer $\rho = 0,0172 \Omega \cdot \frac{mm^2}{m}$, einer Frequenz $f = 666,7 \text{ Hz}$, der Permeabilität $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{H}{m}$ und $\mu_r = 1,000022$ ergibt dies eine Eindringtiefe von $\delta_l = 2,87 \text{ mm}$. Der Leiterstab besitzt die Breite $b_{St} = 2 \text{ mm}$ und die Stabhöhe $h_{St} = 7 \text{ mm}$. Der größte Abstand zur Oberfläche des Leiters beträgt $z = \frac{b_{St}}{2} = 1 \text{ mm}$. Die verbleibende Stromdichte im Kern des Leiters bei maximaler Drehzahl beträgt 68 %. Der Skin-Effekt wird daher vernachlässigt.

B.1.13. Wicklungswiderstand

Mit dem spezifischen Widerstand des Kupfers $\rho = 0,0172 \Omega \cdot \frac{mm^2}{m}$, der brutto Eisenlänge $l_{Fe} = 270 \text{ mm}$, einer Leiteranschlusslänge $l_{con} = 70 \text{ mm}$, der Stabbreite $b_{St} = 2 \text{ mm}$ und der Stabhöhe $h_{St} = 7 \text{ mm}$ lässt sich der Stabwiderstand bestimmen.

$$R_{St} = 0,0172 \Omega \cdot \frac{mm^2}{m} \cdot \frac{270 \text{ mm} + 70 \text{ mm}}{2 \text{ mm} \cdot 7 \text{ mm}} = 416 \mu\Omega \quad (\text{B.22})$$

Bestimmung des Stabwiderstands

Der Sternpunkt der Wicklung ist ein Ring, der die Stäbe der Wicklung verbindet. Jedes Polpaar besitzt ein Drehstromsystem, in dem der Summenstrom zu 0 wird. So ist es auch möglich den Ring entsprechend der Polpaarzahl aufzuteilen. Zur Bestimmung des jeweils fließenden Sternpunktstroms werden die Phasenströme geometrisch addiert. Der effektive Teilsternpunktstrom kann nach Gleichung 3.42 mit der Strangzahl m , der Polpaarzahl p und dem Phasendachstrom \hat{I} bestimmt werden. N steht für die entsprechende Phase, deren Strom in den Sternpunkt fließt. Der maximale Sternpunktstrom $I_{Stern,max}$ kann mit $N = \frac{m}{2 \cdot p}$ bestimmt werden, wobei N auf eine ganze Zahl \mathbb{Z} gerundet wird.

Mit $\hat{I} = 170 \text{ A}$, $m = 32$, $p = 4$ und $N = 4$ ergibt sich ein maximaler effektiver Sternpunktstrom $I_{Stern,max} = 314 \text{ A}$ zwischen den Stäben der Phase 4 und Phase 5. Um einer Verjüngung des Querschnitts einer imaginären Leiterschleife von zum Beispiel Phase 1 zur Phase 5 vorzubeugen, ist der Querschnitt des Sternpunktes nach $\frac{I_{Stern,N} \cdot A_{St}}{I}$ auszulegen. Dieses würde einen Querschnitt von $A_{Ster} = 2,6 \cdot 14 \text{ mm}^2 = 36,6 \text{ mm}^2$ in der Mitte des Sternpunktes bedeuten. Die Verlustleistung pro cm ist so jedoch 2,6-fach höher als im Leiter, während die thermische Kopplung zum Eisen schlechter ist. Zur Vermeidung eines Heißpunktes wird der Querschnitt so gewählt, dass die Verlustleistung pro cm kleiner der eines Stabes ist $A_{Ster} = \left(\frac{I_{Stern,N}}{I}\right)^2 \cdot A_{St} = 96 \text{ mm}^2$. Vereinfachend wird, zur Berücksichtigung des Sternpunktes in der tabellarischen Analyse, die Leitungslänge um die Polteilung $\tau_p = 47,1 \text{ mm}$ verlängert. Dies ergibt einen Widerstand für das Leiterschleifenäquivalent $R_{coil} = 890 \mu\Omega$.

B.1.14. Stromwärmeverluste

Die maximalen Stromwärmeverluste werden aus dem maximalen effektiven Phasenstrom $I_{\max} = 120 \text{ A}$, dem vereinfachten Widerstand des Leiterschleifenäquivalents $R_{\text{coil}} = 890 \mu\Omega$ und der Strangzahl $m = 32$ nach Gleichung 3.44 bestimmt und ergeben sich zu $P_{\text{I,max}} = 205 \text{ W}$.