

Fortschritt-Berichte VDI

VDI

Reihe 21

Elektrotechnik

Nr. 418

Dipl.-Ing. Felix Müller-Deile,
Hannover

Modulare und skalierbare mehrsträngige Antriebssysteme für Elektrofahrzeuge



Leibniz
Universität
Hannover



Institut für
Antriebssysteme und
Leistungselektronik

Modulare und skalierbare mehrsträngige Antriebssysteme für Elektrofahrzeuge

Von der Fakultät für Elektrotechnik und Informatik
der Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor-Ingenieur

(abgekürzt: Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von

Dipl.-Ing. Felix Müller-Deile

geboren am 25. Juni 1988

in Hannover

2018

1. Referent Prof. Dr.-Ing. Bernd Ponick
2. Referent Prof. Dr.-Ing. Markus Henke
Vorsitz Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens

Tag der Promotion: 30.01.2018

Fortschritt-Berichte VDI

Reihe 21

Elektrotechnik

Dipl.-Ing. Felix Müller-Deile,
Hannover

Nr. 418

Modulare und
skalierbare
mehrsträngige
Antriebssysteme für
Elektrofahrzeuge



Leibniz
Universität
Hannover



Institut für
Antriebssysteme und
Leistungselektronik

Müller-Deile, Felix

Modulare und skalierbare mehrsträngige Antriebssysteme für Elektrofahrzeuge

Fortschr.-Ber. VDI Reihe 21 Nr. 418. Düsseldorf: VDI Verlag 2018.

160 Seiten, 105 Bilder, 41 Tabellen.

ISBN 978-3-18-341821-3, ISSN 0178-9481,

€ 57,00/VDI-Mitgliederpreis € 51,30.

Für die Dokumentation: Elektromobilität – modulare Antriebssysteme – mehrsträngige Wicklungen – Oberschwingungsströme – Oberschwingungsverluste – thermische Modelle – Fahrzyklusimulation, Energieeffizienz – Herstellungskosten

Die vorliegende Arbeit wendet sich an Ingenieure und Wissenschaftler im Bereich der elektrischen Antriebssysteme und Elektromobilität. Es werden modulare, skalierbare mehrsträngige Antriebssysteme für Elektrofahrzeuge vorgestellt, welche für unterschiedliche Fahrzeugklassen eingesetzt werden können. Ziel ist es, eine Leistungsskalierung zu ermöglichen, bei der der Strangstrom annähernd konstant bleibt, um eine Verwendung identischer Halbleitermodule für die unterschiedlichen Antriebssysteme zu ermöglichen. Dies wird durch eine Längen- und Strangzahlsskalierung der E-Maschine erreicht. Zusätzlich werden die Vor- und Nachteile mehrsträngiger E-Maschinen analysiert, um die für das Konzept geeigneten Strangzahlen zu ermitteln. Hierbei wird speziell die Entstehung von Stromoberschwingungen in mehrsträngigen Wicklungen untersucht und ein Verfahren erarbeitet, welches eine Kompensation der Oberschwingungsströme ermöglicht. Abschließend werden Fahrzyklussimulationen durchgeführt und die Effizienz der Antriebsstränge in unterschiedlichen Fahrzyklen analysiert.

Bibliographische Information der Deutschen Bibliothek

Die Deutsche Bibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliographie; detaillierte bibliographische Daten sind im Internet unter www.dnb.de abrufbar.

Bibliographic information published by the Deutsche Bibliothek

(German National Library)

The Deutsche Bibliothek lists this publication in the Deutsche Nationalbibliographie
(German National Bibliography); detailed bibliographic data is available via Internet at
www.dnb.de.

© VDI Verlag GmbH · Düsseldorf 2018

Alle Rechte, auch das des auszugsweisen Nachdruckes, der auszugsweisen oder vollständigen Wiedergabe (Fotokopie, Mikrokopie), der Speicherung in Datenverarbeitungsanlagen, im Internet und das der Übersetzung, vorbehalten.

Als Manuskript gedruckt. Printed in Germany.

ISSN 0178-9481

ISBN 978-3-18-341821-3

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik (IAL) der Leibniz Universität Hannover.

Mein aufrichtiger Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Bernd Ponick, der mir die Möglichkeit gab, als wissenschaftlicher Mitarbeiter am IAL zu arbeiten. Die mit ihm geführten zahlreichen fachlichen Diskussionen trugen maßgeblich zum Gelingen dieser Arbeit bei.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Markus Henke vom Institut für Elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen der Technischen Universität Braunschweig danke ich für das der Arbeit entgegengebrachte Interesse und die Übernahme des Koreferats.

Bei Herrn Johannes Heseding bedanke ich mich für die intensive wissenschaftliche Zusammenarbeit.

Ohne Unterstützung der Firma Robert Bosch GmbH, bei der die E-Maschinen-Prototypen gefertigt wurden, wäre eine messtechnische Validierung der Modelle nicht möglich gewesen.

Bei allen Mitarbeitern des Instituts möchte ich mich für die stets freundliche Atmosphäre und die hilfreichen fachlichen Gespräche bedanken.

Inhaltsverzeichnis

Formelzeichenkonvention	VII
Formelzeichenverzeichnis	VIII
Kurzfassung	XVII
Abstract	XVIII
1 Einleitung	1
2 Baukastensysteme für Antriebsstrangkomponenten	4
2.1 Konventionelle Fahrzeuge mit Verbrennungsmotoren	4
2.2 Skalierungskonzept für die E-Maschine und die zugehörige Leistungselektronik	9
2.3 Bewertungskriterien des Skalierungskonzepts	12
2.3.1 Bauraum der E-Maschine	12
2.3.2 Kosten der E-Maschine	13
2.3.3 Bauraum der Leistungselektronik	14
2.3.4 Kosten der Leistungselektronik	16
2.3.5 Untersuchte Fahrzyklen	16
3 Stromoberschwingungen in mehrsträngigen Wicklungen	18
3.1 Oberschwingungsströme aufgrund von Sättigung	18
3.2 dq-Ersatzschaltbilder	23
3.2.1 Permanentmagneterregte Synchronmaschine	23
3.2.2 Induktionsmaschine	28
3.3 Oberschwingungsverluste durch Wechselrichterspeisung	31
4 Komponentenmodelle des Antriebsstrangs	38
4.1 Fahrzeugmodell	39
4.2 E-Maschine	42
4.2.1 Elektromagnetische Modelle	42
4.2.2 Thermische Modelle	44
4.3 Wechselrichter	65
4.4 Batterie	70
5 Baukastensystem für elektrische Fahrzeugantriebe	72
5.1 Anforderungen an die E-Maschinen-Baureihe	72

5.2 Dimensionierung der E-Maschinen- und der Leistungselektronik-Baureihe	76
5.2.1 Dimensionierung der E-Maschinen-Baureihe	76
5.2.2 Dimensionierung der Leistungselektronik-Baureihe	83
6 Experimentelle Validierung	89
6.1 Prüfstandsaufbau	90
6.2 Leerlaufmessungen	92
6.3 Oberschwingungsverluste durch Wechselrichterspeisung	94
6.3.1 Messverfahren zur Bestimmung der frequenzabhängigen Impedanz	94
6.3.2 Messung und Berechnung der Oberschwingungsverluste durch Wechselrichterspeisung	99
6.4 Stromoberschwingungen im sechssträngigen Betrieb	106
6.4.1 Stromoberschwingungen in permanentmagneterregten Synchronmaschinen	106
6.4.2 Stromoberschwingungen in Induktionsmaschinen	109
6.5 Lastmessungen	111
6.5.1 Permanentmagneterregte Synchronmaschine	111
6.5.2 Induktionsmaschine	117
7 Simulationen im Fahrzyklus und Bewertung der Baureihen	122
7.1 Simulationen im Fahrzyklus	122
7.2 Bewertung der Baureihenkonzepte	127
7.2.1 Kosten	127
7.2.2 Bauraumbedarf	129
7.2.3 Energieeffizienz im Fahrzyklus	130
7.2.4 Gesamtbewertung	132
8 Zusammenfassung	133
Literaturverzeichnis	136

Formelzeichenkonvention

Allgemeine Definitionen

- a zeitabhängige Größe
- A Effektivwert
- \mathbf{A} Matrix
- \hat{a} Amplitudenwert
- \bar{a} Mittelwert
- \vec{a} Vektor
- \underline{A} komplexe Größe

Formelzeichenverzeichnis

Lateinische Buchstaben

A_{Ch}	Chipfläche einer Halbbrücke
A_{F}	Stirnfläche des Fahrzeugs
$A_{\text{Kühlkanal}}$	Fläche eines Kühlkanals
$A_{\text{L},\text{ex}}$	Fläche der externen Leistungsanschlüsse eines Bauelements
$A_{\text{L,S}}$	Fläche der internen Leistungs- und Steueranschlüsse eines Bauelements
$A_{\text{LM,m}3}$	Gesamtfläche eines dreiphasigen Leistungsmoduls
$A_{\text{LM,m}6}$	Gesamtfläche eines sechsphasigen Leistungsmoduls
$A_{\mu p}$	Magnetisierungshauptstrombelag
a	Anzahl der parallelen Zweige
a_{F}	Fahrzeugbeschleunigung
$B_{1,\mu}$	Flussdichte des Strangwechselfelds mit einer Frequenz der Ordnungszahl μ
B_{μ}	resultierende Luftspaltinduktion mit einer Frequenz der Ordnungszahl μ
$\hat{B}_{\text{wv}',\mu}$	Amplitude des Stangwechselfelds der Ordnungszahl v' und einer Frequenz der Ordnungszahl μ
b	Breite
C	Kapazität
C_{th}	thermische Kapazität
C_{Z}	Kapazität einer Batteriezelle
c	spezifische Wärmekapazität
c_{r}	Rollwiderstandskoeffizient
c_{w}	Luftwiderstandsbeiwert
$\cos \varphi$	Leistungsfaktor
$\cos \varphi_{\mu}$	frequenzabhängiger Leistungsfaktor
$\cos \varphi_{1d\mu}$	frequenzabhängiger Leistungsfaktor in der d-Achse
$\cos \varphi_{1q\mu}$	frequenzabhängiger Leistungsfaktor in der q-Achse
d_{A}	Außendurchmesser des Stators

$d_{\text{Kühlkanal}}$	Durchmesser eines Kühlkanals
E_{Bat}	Energieinhalt der Traktionsbatterie
$E_{\text{D,off}}$	Schaltverlustenergie beim Ausschalten der Diode
$E_{\text{T,off}}$	Schaltverlustenergie beim Ausschalten des IGBT
$E_{\text{T,on}}$	Schaltverlustenergie beim Einschalten des IGBT
f_1	Grundfrequenz der Statorspannung und des Statorstroms
f_μ	Frequenz einer Oberschwingung des Ausgangsspannungsspektrums eines Wechselrichters der Ordnungszahl μ
f_s	Schalfrequenz des Wechselrichters
\mathbf{G}_{th}	thermische Leitwertmatrix
g	Erdbeschleunigungskonstante
h	Höhe
I_1	Effektivwert des Strangstroms mit Grundfrequenz
$I_{1\mu}$	Effektivwert des Oberschwingungsstroms mit einer Frequenz der Ordnungszahl μ
I_B	Batteriestrom
I_C	Kollektorstrom
I_{m3}	Effektivwert des Strangstroms mit Grundfrequenz der dreisträngigen E-Maschine
I_{m6}	Effektivwert des Strangstroms mit Grundfrequenz der sechssträngigen E-Maschine
I_μ	Effektivwert des Magnetisierungsstroms
I_Z	Zellenstrom
i_1	Strangstrom in der Statorwicklung
i_d	Statorstrom in der d-Achse
i'_{dr}	auf den Stator bezogener Rotorstrom in der d-Achse
i_q	Statorstrom in der q-Achse
i'_{qr}	auf den Stator bezogener Rotorstrom in der q-Achse
J	Massenträgheitsmoment
\mathbf{J}	Drehmatrix für einen Winkel von 90°
J_1	Stromdichte der Statorwicklung
J_{EM}	Massenträgheitsmoment der E-Maschine
J_F	Massenträgheitsmoment des Fahrzeugs bezogen auf die Antriebsachse
J_{Rad}	Massenträgheitsmoment der vier rotierenden Räder
K_C	Kosten eines Kondensators
K_{Ch}	Kosten der gesamten Chipfläche eines Leistungsmoduls

K_{ES}	Entwicklungskosten
K_{FS}	Fertigungskosten
K_{MR}	Materialkosten des Rotors
K_{MS}	Materialkosten des Stators
$K_{R,IM}$	Kosten des Rotors der Induktionsmaschine
$K_{R,PMSM}$	Kosten des Rotors der permanentmagneterregten Synchronmaschine
K_S	Kosten des Stators
K_{WR}	Kosten eines Wechselrichters
k_{Cu}	Nutfüllfaktor
k_{Fe}	Eisenfüllfaktor
k_h	frequenzabhängiger Faktor zur Berechnung der Oberschwingungsverluste durch ein Hauptfeld
k_s	frequenzabhängiger Faktor zur Berechnung der Oberschwingungsverluste durch ein Streufeld
L	Induktivität
L_{1hd}	Hauptinduktivität in der d-Achse
L_{1hq}	Hauptinduktivität in der q-Achse
L_{1hw}	Wechselfeldhauptinduktivität
$L_{1\sigma}$	Statorstreuinduktivität
$L_{1\sigma d}$	Streuinduktivität in der d-Achse
$L_{1\sigma q}$	Streuinduktivität in der q-Achse
L_d	Induktivität in der d-Achse
\mathbf{L}_{dq}	Induktivitätsmatrix im dq-System
$L'_{\sigma dr}$	auf den Ständer bezogene Rotorstreuinduktivität in der d-Achse
L_q	Induktivität in der q-Achse
$L'_{\sigma qr}$	auf den Ständer bezogene Rotorstreuinduktivität in der q-Achse
L_{xx}	Selbstinduktivität
L_{xy}	Gegeninduktivität
L_{hxy}	Gegeninduktivität über die Hauptwelle
l_{Fe}	Blechpaketlänge
$l_{Gehäuse}$	axiale Gehäuselänge
$l_{Kühlkanal}$	Länge des Kühlkanals in Fließrichtung des Mediums
l_{Lager}	Lagerabstand
$l_{WK,ax}$	axiale Wicklungskopfausladung
M	Modulationsgrad
M	Drehmoment

M_{Besch}	Beschleunigungsmoment
M_{EM}	Drehmoment der E-Maschine
M_{Luft}	Luftwiderstandsmoment
M_{Rad}	Fahrwiderstandsmoment am Rad
M_{Roll}	Rollwiderstandsmoment
M_S	Fahrbahnsteigungswiderstandsmoment
m_1	Strangzahl der Statorwicklung
m_F	Fahrzeugmasse
m_{Rad}	Masse eines Rads
N_1	Statornutzahl
N_2	Rotornutzahl
Nu	Nusselt-Zahl
n_B	Anzahl der einzelnen Traktionsbatteriezellen
n_C	Stückzahl der Kondensatoren
$n_{C,\text{Bez}}$	Bezugsstückzahl der Kondensatoren
n_{Ch}	Stückzahl der Leistungsmodule
$n_{\text{Ch,Bez}}$	Bezugsstückzahl der Leistungsmodule
n_{EM}	Drehzahl der E-Maschine
n_{eck}	Eckdrehzahl der E-Maschine
$n_{\text{Kühlkanal}}$	Anzahl der Kühlkanäle
n_{Mag}	Anzahl der Magnete
n_{BP}	Anzahl der parallel geschalteten Traktionsbatteriezellen
n_{BR}	Anzahl der in Reihe geschalteten Traktionsbatteriezellen
n_R	Stückzahl der Rotoren
$n_{R,\text{Bez}}$	Bezugsstückzahl der Rotoren
n_S	Stückzahl der Statoren
$n_{S,\text{Bez}}$	Bezugsstückzahl der Statoren
P	Leistung
P_r	Prandtl-Zahl
P_v	Verlustleistung
P_{vd}	Durchlassverluste
P_{vs}	Schaltverluste
$P_{v,\mu}$	hochfrequente Oberschwingungsverluste
P_{vw1}	Stromwärmeverluste in der Statorwicklung
p	Polpaarzahl
q	Anzahl der Nuten pro Pol und Stang (Lochzahl)

R	Bohrungsradius
R_1	Strangwiderstand der Statorwicklung
$R_{1\mu}$	frequenzabhängiger Strangwiderstand für die Oberschwingungsordnung μ
R_{20}	Widerstand bei 20°C
$R_{d,Fe}$	Eisenverlustwiderstand in der d-Achse
Re	Reynolds-Zahl
$R_{Fe,\mu}$	frequenzabhängiger Eisenverlustwiderstand für die Oberschwingungsordnung μ
R_i	temperaturabhängiger Innenwiderstand der Traktionsbatterie
R_{LM}	Widerstand eines Leistungsmoduls
R_{m3}	Strangwiderstand der dreisträngigen Statorwicklung
R_{m6}	Strangwiderstand der sechssträngigen Statorwicklung
$R_{q,Fe}$	Eisenverlustwiderstand in der q-Achse
R'_r	auf den Ständer bezogener Rotorwiderstand
R_{th}	thermischer Widerstand
R_Z	Innenwiderstand einer Zelle der Traktionsbatterie
$r_{A,1}$	Außenradius des Statorblechpaket
$r_{A,2}$	Außenradius des Rotorblechpaket
r_D	differentieller Widerstand der Diode
r_{dyn}	dynamischer Radradius
$r_{I,1}$	Innenradius des Stators
$r_{I,2}$	Innenradius des Rotorblechpaket (Wellenradius)
r_T	differentieller Widerstand des IGBT
s	Schlupf
T_{dq}	dq-Transformationsmatrix
t	Zeit
U_1	Effektivwert der Strangspannung mit Grundfrequenz
$U_{1\mu}$	Effektivwert der Strangspannung mit einer Frequenz der Ordnungszahl μ
U_B	Batteriespannung
U_{CE}	Kollektor- Emitter-Spannung
U_{DC}	Zwischenkreisspannung
U_Z	Zellenspannung
U_{Z0}	Leerlaufspannung einer Zelle
u_1	Strangspannung
u_{D0}	Diffusionsspannung der Diode
u_d	Spannung in der d-Achse

u_q	Spannung in der q-Achse
u_{T0}	Schleusenspannung des IGBT
\hat{u}_μ	Amplitude der Spannungsoberschwingung der Ordnungszahl μ
\ddot{u}	Getriebübersetzung
V	Volumen
V_C	Kondensatorvolumen
V_{EM}	Bauvolumen der E-Maschine
$V_{LM,m3}$	Gesamtvolumen eines dreiphasigen Leistungsmoduls
$V_{WR,m3}$	Gesamtvolumen eines dreiphasigen Wechselrichters
v	Durchflussgeschwindigkeit
v_F	Fahrzeuggeschwindigkeit
w	spannungshaltende Windungszahl
w_{sp}	Windungszahl einer Spule
$X_{1\mu}$	frequenzabhängige Impedanz für die Oberschwingungsordnung μ
x_{aq1}	äquivalente Breite der Isolationsschicht der Ständerwicklung
$x_{Gehäuse}$	Gehäusewandstärke
x_{Kont}	Spalthöhe zwischen zwei Kontaktflächen
$Z_{1\mu}$	frequenzabhängige Strangimpedanz
$Z_{1d\mu}$	frequenzabhängige Strangimpedanz in der d-Achse für die Oberschwingungsordnung μ
$Z_{1q\mu}$	frequenzabhängige Strangimpedanz in der q-Achse für die Oberschwingungsordnung μ
Z_d	Impedanz in der d-Achse (Längsimpedanz)
Z_q	Impedanz in der q-Achse (Querimpedanz)

Griechische Buchstaben

α	Wärmeübergangskoeffizient
α_{20}	Temperaturkoeffizienten bei 20°C
α_{free}	Wärmeübergangskoeffizient für freie Konvektion
$\alpha_{Kühlkanal}$	Wärmeübergangskoeffizient im Kühlkanal
α_S	Fahrbahnsteigungswinkel
γ	elektrischer Winkel zwischen dem statorfesten α - β -Koordinatensystem und dem rotorfesten dq-Koordinatensystem
γ'	Winkelkoordinate
$\Delta\varphi_{d1,d2}$	Phasendifferenz zwischen den beiden d-Systemen des sechssträngigen dq-Ersatzschaltbilds

δ	Luftspaltlänge
ε'	Ordnungszahl einer Leitwertdrehwelle
$\bar{\eta}$	mittlerer Wirkungsgrad im Fahrzyklus
ϑ	Temperatur
ϑ_B	Temperatur der Batterie
ϑ_F	mittlere Kühlmitteltemperatur der Wassermantelkühlung
$\vartheta_{\text{Öl}}$	Öltemperatur der Rotorkühlung
$\vartheta_{\text{Umgebung}}$	Umgebungstemperatur
λ	thermische Leitfähigkeit
λ_{BL}	Wärmeleitfähigkeit des Elektroblechs
λ_{δ_0}	mittlerer Luftspaltleitwert
λ_{δ_s}	Luftspaltleitwert aufgrund von Eisensättigung
μ	Ordnungszahl einer Oberschwingung
ν	Viskosität
ν'	Ordnungszahl einer Oberwelle
$\xi_{gr, \nu'}$	Zonenwicklungsfaktor der Ordnungszahl ν'
$\xi_{\nu'}$	Wicklungsfaktor der Ordnungszahl ν'
ρ	Dichte
ρ_{Luft}	Luftdichte
τ_{Nut1}	Statornutteilung
τ_{Nut2}	Rotornutteilung bei der Induktionsmaschine
φ_i	Phasenwinkel des Carriersignals
φ_i	Phasenwinkel des Strangstroms
$\varphi_{s, \varepsilon'}$	Phasenwinkel der Leitwertdrehwelle
Ψ	magnetischer Verkettungsfluss
Ψ_d	resultierender Verkettungsfluss in der d-Achse
Ψ'_{dr}	auf den Stator bezogener Rotorverkettungsfluss in der d-Achse
Ψ_{ges}	Gesamtverkettungsfluss
Ψ_L	durch den Statorstrom hervorgerufener Verkettungsfluss
$\Psi_{L,d}$	durch den Statorstrom hervorgerufener Verkettungsfluss in der d-Achse
$\Psi_{L,q}$	durch den Statorstrom hervorgerufener Verkettungsfluss in der q-Achse
Ψ_{PM}	resultierender Verkettungsfluss des Permanentmagnetfelds
Ψ_q	resultierender Verkettungsfluss in der q-Achse
Ψ'_{qr}	auf den Ständer bezogener Rotorverkettungsfluss in der q-Achse
Ω	Winkelgeschwindigkeit
ω	Kreisfrequenz

Indices

1	Stator
2	Rotor
A	außen
ax	axial
äq	äquivalent
B1	Rotorbereich 1
B2	Rotorbereich 2
B3	Rotorbereich 3
Cu	Kupfer
Ch	Chip des Leistungsmoduls
D	Diode
d1	d-Achse des ersten Systems
d2	d-Achse des zweiten Systems
F	Fluid
Fe	Eisen
ges	gesamt
I	innen
Joch1	Statorjoch
Joch2	Rotorjoch
Kont	Kontakt
Konv	konvektiv
LM	Leistungsmodul
M	Mitte
Mag	Magnet
m3	dreisträngige Wicklung
m6	sechssträngige Wicklung
max	Maximum
min	Minimum
Nut1	Staternut
Nut2	Rotornut
Ob	Oberschwingungen
PU	Vergussmaterial
q1	q-Achse des ersten Systems

q2	q-Achse des zweiten Systems
r	Rotogröße im dq-System
rad	radiale Richtung
Ring	Kurzschlussring des Käfigläufers der Induktionsmaschine
Stab	Stab des Käfigläufers der Induktionsmaschine
Sys	Antriebssystem (E-Maschine und Leistungselektronik)
T	Transistor
th	thermisch
Welle	Rotorwelle
Wk	Wicklungskopf
WL	Wärmeleitung
WR	Wechselrichter
Z	Zylinder
Zahn1	Statorzahn
Zahn2	Rotorzahn

Abkürzungen

BP	Betriebspunkt
BDL	Temperaturmessgerät
DMW	Drehmomentmesswelle
E-Maschine	elektrische Maschine
IAL	Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IM	Induktionsmaschine
LMG	Leistungsmessgerät
NEFZ	Neuer Europäischer Fahrzyklus
PMSM	permanentmagneterregte Synchronmaschine
PWM	Pulsdauermodulation
SMZ	Strommesszangen
SoC	State of Charge (Ladezustand der Batterie)
WLTP	Worldwide Harmonized Light-Duty Vehicles Test
	Procedure
BS-Zyklus	kundennaher Fahrzyklus der TU Braunschweig

Kurzfassung

Die Herstellungskosten von batterieelektrischen Fahrzeugen sind bis heute im Vergleich zu konventionellen Fahrzeugen mit Verbrennungsmotor sehr hoch. Konventionelle Fahrzeuge basieren auf Baukastensystemen, die zu einer Stückzahlerhöhung auf Komponentenbasis und damit zu einer Kostenreduktion führen. Für batterieelektrische Fahrzeuge ist zurzeit kein vergleichbares Konzept verfügbar.

In dieser Arbeit werden modulare, skalierbare mehrsträngige Antriebssysteme für Elektrofahrzeuge vorgestellt, welche für unterschiedliche Fahrzeugklassen eingesetzt werden können. Für das modulare Konzept werden Induktionsmaschinen (IM) und permanentmagneterregte Synchronmaschinen (PMSM) verwendet. Ziel ist es, eine Leistungsskalierung zu ermöglichen, bei der der Strangstrom annähernd konstant bleibt, um eine Verwendung identischer Halbleitermodule für die unterschiedlichen Antriebssysteme zu ermöglichen. Dies wird durch eine Längen- und Strangzahlskalierung der E-Maschine erreicht. Dazu werden die Vor- und Nachteile mehrsträngiger E-Maschinen analysiert, um die für das Konzept geeigneten Strangzahlen zu ermitteln. Hierbei wird speziell die Entstehung von Stromoverschwingungen in mehrsträngigen Wicklungen untersucht und ein Verfahren erarbeitet, welches eine Kompensation der Oberschwingungsströme ermöglicht. Dabei stellt sich heraus, dass für das Konzept drei- und sechssträngige Antriebssysteme am besten geeignet sind. Aus diesem Grund werden die Verluste bei Wechselrichterspeisung in diesen Maschinentypen detailliert untersucht. Die Grundschwingungsverluste der sechssträngigen E-Maschinen sind aufgrund des höheren Hauptwellenwicklungsfaktors geringer als die der dreisträngigen Varianten. Die durch die Wechselrichterspeisung entstehenden Oberschwingungsverluste sind dagegen in den sechssträngigen E-Maschinen höher als in den dreisträngigen Varianten. Es werden die Wirkungsgradunterschiede der beiden Maschinentypen (IM und PMSM) in drei- und in sechssträngiger Ausführung analysiert. Mithilfe der erarbeiteten Teilmodelle für Fahrzeug, E-Maschine, Wechselrichter und Batterie wird eine Fahrzeugsimulation durchgeführt und der Energiebedarf des Antriebssystems bestimmt. Zusätzlich werden thermische Modelle der E-Maschinen erarbeitet, mit denen das thermische Verhalten im Fahrzyklus berechnet werden kann. Durch zahlreiche Messungen an zwei Prototypen (IM und PMSM) konnten die Komponentenmodelle validiert werden.

Anhand der erarbeiteten Kostenmodelle und der Fahrzeugsimulationen wird gezeigt, dass das modulare, skalierbare mehrsträngige Konzept Kostenvorteile gegenüber nicht modularen Bauweisen hat. Das Bauvolumen der modularen Antriebssysteme ist minimal größer als das der nicht modularen Systeme. Die Energieeffizienz beider Systeme ist annähernd gleich.

Schlagworte:

Elektromobilität, modulare Antriebssysteme, mehrsträngige Wicklungen, Oberschwingungsströme, Oberschwingungsverluste, thermische Modelle, Fahrzyklussimulation, Energieeffizienz, Herstellungskosten

Abstract

The production cost of battery-electric vehicles is still very high compared to conventional vehicles with internal combustion engines. Conventional vehicles are based on modular systems that lead to unit increase of their components and to cost reduction. A similar concept for battery-powered vehicles is currently not available.

In this thesis, modular scalable multiphase drive systems for electric vehicles are developed which can be used for different vehicle classes. For this modular concept, induction machines (IM) and permanent magnet synchronous machines (PMSM) are used. The aim is to enable a power scaling in which the phase current remains approximately constant in order to use identical semiconductor modules for different drive systems and power ratings. This is achieved by scaling the length and the number of phases of the electric machine. Thus, the advantages and disadvantages of multiphase electric machines are analyzed in order to determine the appropriate phase numbers for this concept. In particular, current harmonics in multiphase windings are investigated and a method to compensate these current harmonics is developed. Three-phase and six-phase drive systems proved to be best suited for this concept. Therefore, the power losses of inverter fed multiphase IM and PMSM are examined in detail. The fundamental losses of six-phase machines are lower than those of three-phase machines due to the higher winding factor. On the other hand, harmonic losses of six-phase machines due to the inverter supply are higher than those of three-phase machines. The efficiency values of the machines (IM and PMSM) are analyzed for three-phase and six-phase windings.

Component models of the car, the electric machine, the inverter and the battery are developed in this thesis and are used to simulate the energy efficiency of the drive system. In addition, thermal models of the electric machines are developed and the thermal behavior in driving cycles is examined. Measurements on two prototypes (IM and PMSM) were made in order to validate the component models. Based on cost models and vehicle simulations, the modular scalable multiphase concept has cost advantages over non-modular concepts. The dimensions of modular drive systems are minimally larger compared to non-modular systems. However, the energy efficiency of both systems is almost the same.

Key words:

electric mobility, modular drive systems, multiphase windings, current harmonics, harmonic losses, thermal models, driving cycle simulations, energy efficiency, manufacturing cost

1 Einleitung

Die langfristige Sicherung der Mobilität erfordert energieeffiziente Fahrzeuge mit neuen Antriebskonzepten, da die Ressourcen fossiler Brennstoffe begrenzt sind und mit ihnen betriebene Fahrzeuge umweltpolitisch zunehmend in die Kritik geraten. Die Emissionen im Straßenverkehr könnten durch eine verstärkte Elektrifizierung aller Fahrzeugsegmente nachhaltig reduziert werden, sofern die dafür genutzte Energie CO₂-frei erzeugt wird [1]. Elektrifizierte Fahrzeuge werden in unterschiedliche Hybridisierungsgrade vom Mild-Hybrid über Voll- und Plug-In-Hybrid bis zu rein batterieelektrischen Fahrzeugen unterteilt. Seit 1997 werden von der Automobilindustrie Fahrzeuge mit diesen Antriebskonzepten angeboten, allerdings ist der Marktanteil dieser Fahrzeuge bis heute noch sehr gering. Im Jahr 2010 hat die Bundesregierung beschlossen, dass in Deutschland bis 2020 eine Million Fahrzeuge mit Elektroantrieb zugelassen werden sollen. Das Erreichen dieses Ziels ist allerdings gefährdet, da derzeit eine ausreichende Mobilität durch rein elektrisch betriebene Fahrzeuge nicht gegeben ist [1, 2]. Durch die lange Ladedauer und die relativ geringe Batteriekapazität ist die Reichweite dieser Fahrzeuge begrenzt. Zusätzlich ist die Herstellung elektrifizierte Fahrzeuge zurzeit noch mit hohen Kosten verbunden. Aus diesen Gründen sind diese Fahrzeuge aktuell nicht attraktiv.

Ein wesentlicher Faktor für die Kostenreduzierung ist die Ausnutzung hoher Skaleneffekte bei der Herstellung [3]. Der Volkswagen-Konzern (VW) verfolgt dieses Ziel über modulare Plattformstrategien [4]. Die Fahrwerke verschiedener Fahrzeugmodelle sowie die Verbrennungsmotortechnologie basieren auf einem Baukastensystem. Auf Basis dieser Baukastensysteme können mit vergleichsweise wenigen Modulen, die in hoher Stückzahl produziert werden, auf vereinheitlichten Produktionsstraßen unterschiedliche Fahrzeugmodelle mit großen Leistungsspektren gefertigt werden. Für Elektrofahrzeuge ist zurzeit kein vergleichbares modulares Baukastensystem verfügbar. Aktuell werden vorwiegend konventionelle Fahrzeuge modifiziert und elektrifiziert, wodurch für jedes elektrisch betriebene Fahrzeugmodell ein individuelles Antriebssystem entwickelt werden muss. In der Regel ist der Einsatz der elektrischen Maschinen (E-Maschinen) dann in anderen Fahrzeugen nur nach entsprechenden Anpassungen möglich. Die Batteriesysteme werden zum Teil bereits modular aufgebaut. Für die E-Maschine und die Leistungselektronik werden zurzeit für die jeweiligen Anforderungen separate Einzellösungen entwickelt. Dies stellt keine wirtschaftlich optimale Gesamtlösung für ganze Fahrzeugfamilien dar [2]. Für den elektrischen Antrieb werden derzeit überwiegend dreisträngige Synchronmaschinen sowie dreisträngige Induktionsmaschinen verwendet. Im Bereich der Antriebstechnologie müssen technische Lösungen für Elektrofahrzeuge erarbeitet werden, die zur Kostensenkung und Stückzahlerhöhung beitragen. Zusätzlich muss das Leistungsgewicht reduziert, der Wirkungsgrad verbessert und die Zuverlässigkeit der Komponenten erhöht werden [5].

Die Entwicklungs- und Fertigungskosten können durch eine modulare und skalierbare Bauweise der E-Maschine und der Leistungselektronik verringert werden. Es muss untersucht werden, ob sich ein modulares Konzept bezüglich der Antriebsstrangeffizienz und der Fahrleistung

gegen einen individuell entwickelten Antriebsstrang behaupten kann. Dabei stellt sich die Frage, inwieweit durch eine modulare und skalierbare Bauweise der Einzelkomponenten ein Systembaukasten für eine möglichst breite Palette an Fahrzeugtypen realisiert werden kann. Deutsche Automobilhersteller verfolgen diesen Gedanken bereits ansatzweise, um die Kosten für Plug-In-Fahrzeuge zu reduzieren. Beispielsweise bietet die Daimler AG Elektroantriebe mit drei unterschiedlichen Leistungen an, welche mit unterschiedlichen Verbrennungsmotoren und Getriebevarianten kombiniert werden können. Für einzelne Hybridfahrzeuge werden Elektroantriebe eingesetzt, die durch eine Längenvariation und durch unterschiedliche Spannungsniveaus skaliert werden. Die bisherigen Konzepte sind nur speziell für einzelne Fahrzeugtypen entwickelt. Ein Baukastensystem, welches in unterschiedlichen Fahrzeugklassen und Performancevarianten eingesetzt werden kann, wurde bisher nicht realisiert [6].

In dieser Arbeit sollen sinnvolle Skalierungskonzepte für die E-Maschine und die Leistungselektronik erstellt werden, sodass der Einsatz modularer Antriebssysteme in Fahrzeugsegmenten unterschiedlicher Leistungsklassen ermöglicht wird. Bei der E-Maschine soll eine Längenskalierung bei gleichzeitiger Skalierung der Strangzahl untersucht werden. Hierbei sollen speziell die Vor- und Nachteile mehrsträngiger E-Maschinen herausgearbeitet werden. In Bezug auf die Leistungselektronik entstehen bei der sechssträngigen Variante Vorteile, da sich die elektrische Leistung der E-Maschine auf mehr Stränge aufteilt und somit der Strom pro Leistungselektronikmodul geringer ist. Durch die Strangzahlskalierung wird zusätzlich der Strangstrom in der gesamten Baureihe annähernd konstant gehalten, wodurch identische Leistungsmodule in einer Baureihe verwendet werden können. Durch die Strangzahlskalierung kann die Leistungselektronik modular aufgebaut werden. Dies führt zu einer Reduzierung der unterschiedlichen Modulvarianten, zu einer Erhöhung der Stückzahl gleicher Module und zu einer Reduktion der Herstellungskosten.

Anhand der aktuell am Markt verfügbaren Fahrzeugklassen und Performanceanforderungen konventioneller Fahrzeuge können mithilfe eines Fahrzeugmodells sinnvolle Skalierungsschritte in den Baureihen ermittelt werden. Die E-Maschinen werden konkret dimensioniert und die Einzelverlustkennfelder für die Gesamtfahrzeugsimulation ermittelt. Der dazu erarbeitete Gesamtfahrzeugsimulator beinhaltet auch thermische Modelle der E-Maschinen, sodass das thermische Verhalten in einem Fahrzyklus mithilfe der zuvor ermittelten Einzelverlustkennfelder berechnet werden kann.

Im Rahmen dieser Arbeit werden skalierbare Prototypen einer Induktionsmaschine (IM) und einer permanentmagneterregten Synchronmaschine (PMSM) erarbeitet, bei denen Einzelzuleitungen von Spulen und Spulengruppen aus der Maschine geführt werden, um einen dreisträngigen und einen sechssträngigen Betrieb zu ermöglichen. Dadurch können die Vor- und Nachteile einer sechssträngigen E-Maschine gegenüber einer herkömmlichen dreisträngigen Maschine auch messtechnisch ermittelt werden. Hierbei sollen speziell auch die Oberschwingungsverluste untersucht werden, die durch die Wechselrichterspeisung in der E-Maschine entstehen. Dabei wird der Ansatz verfolgt, die Oberschwingungsverluste mithilfe des Ausgangsspannungsspektrums des Wechselrichters und mithilfe der frequenzabhängigen Impedanz der E-Maschine zu berechnen. Am Prüfstand können diese Oberschwingungsverluste durch unterschiedliche Messverfahren und einen Betrieb mit analogen Leistungsverstärkern dann auch messtechnisch bestimmt und mit den berechneten Verlusten verglichen werden. Zusätzlich können unterschiedliche Sternpunktkonzepte im sechssträngigen Betrieb untersucht werden. Bei zwei getrennten Sternpunkten können die beiden dreisträngigen, um 30° phasenverschobenen Subsysteme un-

abhängig voneinander geregelt werden. So kann im Fehlerfall der Betrieb der Maschine mit dem fehlerfreien System dreisträngig mit halber Leistung aufrechterhalten werden. Anhand zahlreicher Messungen sollen die berechneten Kennfelder sowie die thermischen Modelle im drei- und sechssträngigen Betrieb sowohl bei der PMSM als auch bei der IM validiert werden. Die E-Maschinenbaureihe soll anhand verschiedener Fahrzeuge, unterschiedlicher Fahrzyklen und Performanceanforderungen in FahrzeuggesamtSimulationen untersucht werden.

Die Arbeit gliedert sich wie folgt: In Kapitel 2 wird zunächst allgemein auf die Möglichkeit einer Kostenreduktion durch Modularität eingegangen und die bereits vorhandenen Baukastensysteme von Fahrzeugen mit Verbrennungsmotoren vorgestellt. Zusätzlich werden die aktuell am Markt verfügbaren konventionellen Fahrzeuge klassifiziert und das erarbeitete Konzept der modularen Skalierung der E-Maschine und der zugehörigen Leistungselektronik erläutert. Außerdem werden die Bewertungskriterien für die Baureihen vorgestellt. In Kapitel 3 werden die entwickelten Komponentenmodelle für die Antriebsstrangsimulation beschrieben. Die Anforderungen an den elektrischen Antrieb werden in Kapitel 4 ermittelt; auf dieser Basis werden anschließend Baureihen der E-Maschine und der Leistungselektronik dimensioniert. In Kapitel 5 werden die Modelle der E-Maschinen anhand von Messungen am Prüfstand validiert und ein Verfahren vorgestellt, welches eine Reduzierung der in den sechssträngigen E-Maschinen auftretenden Oberschwingungsströme ermöglicht. In Kapitel 6 werden Fahrzyklussimulationen durchgeführt, um die Energieeffizienz der Antriebssysteme zu bewerten. Außerdem werden die Kosten und die Bauräume der modularen Baureihe vorgestellt und bewertet. Eine Zusammenfassung erfolgt in Kapitel 7.

2 Baukastensysteme für Antriebsstrangkomponenten

In diesem Kapitel werden die bereits vorhandenen Baukastensysteme für konventionelle Fahrzeuge mit Verbrennungsmotor vorgestellt und die dadurch am aktuellen Markt erreichte Produktvielfalt erläutert. Die derzeit verfügbaren Elektrofahrzeuge sind Einzelentwicklungen und basieren nicht auf einem Baukastensystem, wodurch die Stückzahl der Einzelkomponenten gering ist und die Kosten des Elektrofahrzeugs aktuell vergleichsweise hoch sind. Aus diesem Grund wird in dieser Arbeit ein modulares, skalierbares Konzept für den elektrischen Antrieb entwickelt.

2.1 Konventionelle Fahrzeuge mit Verbrennungsmotoren

In den letzten 30 bis 40 Jahren hat sich die Produktvielfalt und die Segmentierung konventioneller Fahrzeuge mit Verbrennungsmotoren durch zunehmende Nachfrage und Konkurrenz deutlich erhöht. Um in Bezug auf die Kosten konkurrenzfähig zu bleiben, setzen nahezu alle Hersteller auf Plattformkonzepte, bei denen unterschiedliche Fahrzeuge einer Fahrzeugklasse aus denselben Einzelkomponenten zusammengesetzt werden können [3]. Als Teil dieser Plattformstrategie wurden modulare Baukastensysteme entwickelt, die eine Verwendung von Gleichteilen über mehrere Fahrzeugklassen ermöglichen (Bild 2.1) [4].

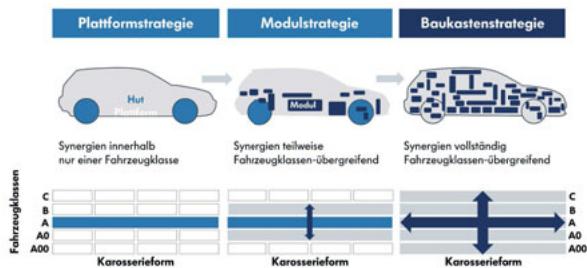


Bild 2.1: Strategien zur Erhöhung der Gleichteile bei konventionellen Fahrzeugen mit Verbrennungsmotoren [4]

Diese Strategie reduziert Entwicklungskosten und erhöht die Stückzahl der Einzelkomponenten, wodurch wiederum Fertigungszeiten und Fertigungskosten reduziert werden können. Ein modulares Baukastensystem kann jedoch nur in einem gewissen Rahmen skaliert werden. Ein SUV kann beispielsweise nicht auf der gleichen Plattform aufgebaut werden, wie sie für Kleinwagen benutzt wird. Aus diesem Grund hat beispielsweise der Volkswagen-Konzern insgesamt vier verschiedene Baukastensysteme entwickelt, um alle Fahrzeugklassen mit modularen Baukastensystemen fertigen zu können (Bild 2.2) [4].

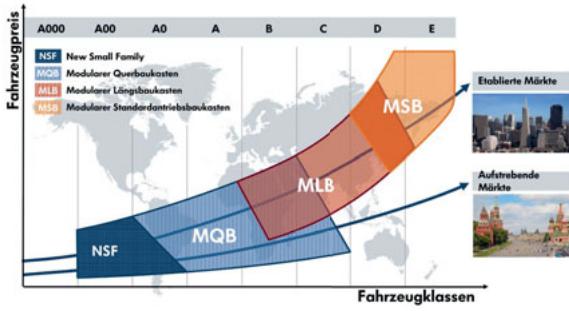


Bild 2.2: Baukastensysteme des Volkswagen-Konzerns [4]

Mithilfe dieser Baukastensysteme können unterschiedliche Leistungen und Fahrperformancevarianten in einer Fahrzeugklasse erreicht werden. Durch eine Überlappung der Baukastensysteme innerhalb einer Fahrzeugklasse wird die Produktvielfalt nochmals erhöht. Für Elektrofahrzeuge ist ein vergleichbares Konzept bisher nicht standardisiert. Aktuell werden jeweils Einzellösungen entwickelt, die nur geringfügig skalierbar sind. Der Volkswagen-Konzern hat für die E-Maschine des VW eUp! und des eGolf ein Baukastensystem mit Längenskalierung umgesetzt. Die Leistungselektronik wird in diesem Konzept jedoch individuell angepasst [7]. Es ist verständlich, dass ein modulares und skalierbares Konzept für die E-Maschine und die Leistungselektronik aus Sicht der Industrie attraktiv wäre [8]. In dieser Arbeit wird daher in Abschnitt 2.2 ein modulares, skalierbares Konzept für den elektrischen Antrieb vorgestellt. Um die Anforderungen an den Antriebsstrang für alle Fahrzeugsegmente ableiten zu können, wurde in enger Zusammenarbeit mit Heseding [9] eine umfangreiche Analyse der Fahrzeugezulassungen im Jahr 2014 durchgeführt [10]. Dabei wurden 30 Fahrzeugmodelle mit unterschiedlichen Motoreinstellungen aus sechs unterschiedlichen Fahrzeugklassen (A bis E sowie J) untersucht (Tabelle 2.1). Insgesamt wurden 193 unterschiedliche Fahrzeuge parametrisiert. Die Anforderungen an den Antriebsstrang werden durch die Fahrzeuggmasse, die Beschleunigung von 0-100 km/h, die Elastizität von 80-120 km/h, die Maximalgeschwindigkeit und die Steigung definiert. Bild 2.3 zeigt für die verschiedenen Fahrzeuge das Gewicht und die Beschleunigung von 0-100 km/h sowie den jeweiligen prozentualen Anteil an allen untersuchten Fahrzeugen.

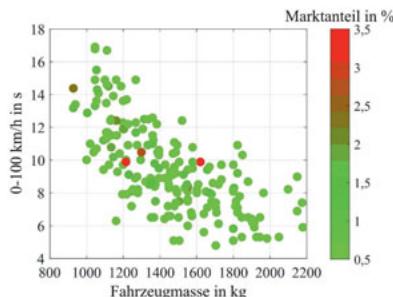


Bild 2.3: Beschleunigung von 0-100 km/h sowie der jeweilige Marktanteil in % der untersuchten Fahrzeuge

Jedes untersuchte Fahrzeug wurde seiner jeweiligen Fahrzeugklasse zugeordnet. Tabelle 2.1 zeigt die definierten Fahrzeugklassen und die zugehörigen Fahrzeugparameter.

Tabelle 2.1: Übersicht über die Fahrzeugklassen

Fahrzeugklasse	Fahrzeugtyp	Fahrzeugmasse	cw-Wert	Stirnfläche	dynamischer Radradius
A	Kleinwagen	900 - 1150kg	0,328	2,07 m ²	0,287 m
B	Kleinwagen	1000 - 1300kg	0,314	2,07 m ²	0,290 m
C	Kompaktklasse	1200 - 1550kg	0,292	2,20 m ²	0,310 m
D	Mittelklasse	1350 - 1750kg	0,280	2,21 m ²	0,317 m
E	obere Mittelklasse	1650 - 2000kg	0,280	2,28 m ²	0,325 m
J00	kleiner SUV	1350 - 1650kg	0,313	2,35 m ²	0,330 m
J0	mittlerer SUV	1700 - 2050kg	0,343	2,62 m ²	0,354 m
J	großer SUV	2100 - 2200kg	0,345	2,84 m ²	0,358 m

Für jede Fahrzeugklasse wurden die Anforderungen separat ausgewertet. Innerhalb einer Fahrzeugklasse wurde die Fahrzeugmasse gemittelt. Anschließend wurden auf Basis der unterschiedlichen Beschleunigungen mehrere Performancevarianten in einer Fahrzeugklasse definiert. Die Variante mit dem größten Marktanteil wurde jeweils als Basisfahrzeug definiert (Bild 2.4).

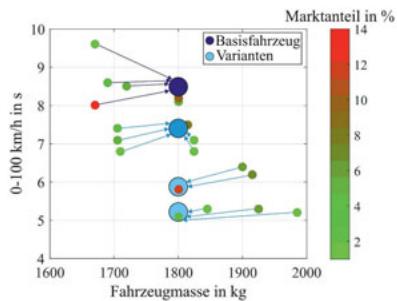


Bild 2.4: Basisfahrzeug und Performancevarianten für die Fahrzeugklasse E

Tabelle 2.2 zeigt die acht Basisvarianten der jeweiligen Fahrzeugklassen. Die Anforderungen an die Höchstgeschwindigkeit wurden für die E-Fahrzeuge je nach Fahrzeugklasse auf 150-180km/h reduziert. Eine Höchstgeschwindigkeit über 180km/h ist mit einer festen Getriebeübersetzung und einer modularen Bauweise ohne erhöhten Aufwand nicht realisierbar und wird in dieser Arbeit nicht betrachtet.

Tabelle 2.2: Fahrzeugklassen und Performanceanforderungen der Basisfahrzeuge

Fahrzeugklasse	Fahrzeugmasse	Beschleunigung 0-100 km/h	Höchstgeschwindigkeit
A	1000 kg	13,7 s	150 km/h
B	1150 kg	12,2 s	150 km/h
C	1300 kg	10,5 s	160 km/h
D	1550 kg	9,2 s	160 km/h
E	1800 kg	8,5 s	170 km/h
J00	1550 kg	8,0 s	170 km/h
J0	1800 kg	8,5 s	180 km/h
J	2150 kg	7,3 s	180 km/h

In Tabelle 2.3 ist für jede Fahrzeugklasse (A-J) und Performancevariante (V1-V5) die Beschleunigung von 0-100km/h dargestellt. Die Fahrzeugmasse der verschiedenen Performancevarianten ist in der jeweiligen Fahrzeugklasse identisch.

Tabelle 2.3: Beschleunigung von 0-100km/h der Performancevariante V1-V5 in den jeweiligen Fahrzeugklassen

	A	B	C	D	E	J00	J0	J
V1	13,7s	14,3s	12,5s	10,6s	8,5s	9,9s	9,3s	7,3s
V2	11,0s	12,2s	10,5s	9,2s	7,3s	8,0s	8,5s	6,7s
V3	-	9,0s	8,7s	8,5s	5,9s	6,7s	7,0s	-
V4	-	-	7,5s	7,0s	5,2s	-	6,1s	-
V5	-	-	6,5s	5,5s	-	-	-	-

Tabelle 2.4 zeigt für jede Fahrzeugklasse (A-J) und Performancevariante (V1-V5) die Anzahl der Neuzulassungen in Deutschland im Jahr 2014. Insgesamt wurden 2,548 Millionen Fahrzeuge zugelassen [10].

Tabelle 2.4: Anzahl der Neuzulassungen in Deutschland im Jahr 2014 für jede Fahrzeugklasse und Performancevariante

	A	B	C	D	E	J00	J0	J
V1	169.015	161.040	160.288	57.040	53.150	74.181	66.117	69.670
V2	56.338	230.058	320.577	159.710	45.558	59.344	119.010	46.447
V3	-	69.017	240.432	125.487	37.965	14.836	39.671	-
V4	-	-	56.101	26.618	15.186	-	39.668	-
V5	-	-	24.043	11.408	-	-	-	-
gesamt	225.353	460.115	801.441	380.263	151.859	148.361	264.466	116.117

2.2 Skalierungskonzept für die E-Maschine und die zugehörige Leistungselektronik

Die in Kapitel 2.1 dargestellten Baukastenstrategien zur Kostensenkung bei Fahrzeugen mit Verbrennungsmotoren zeigen, dass ähnliche Strategien für den Antriebsstrang von E-Fahrzeugen ebenso vorteilhaft sein können. Mithilfe der durchgeführten Marktanalyse können sinnvolle Skalierungsschritte der Antriebsleistung für die einzelnen Fahrzeugklassen ermittelt werden. Für die Elektrofahrzeuge soll ein Baureihenkonzept erarbeitet werden, welches eine mit konventionellen Fahrzeugen vergleichbare Performance der E-Fahrzeuge ermöglicht. Ziel ist dabei die Entwicklung eines Konzepts für eine Baureihe aus modularen Einzelkomponenten, um deren Stückzahlen zu erhöhen. Die Spannung der Fahrzeughälfte wird für alle Fahrzeuge auf einen derzeit typischen Wert von $U_{\text{Bat}} = 330 \text{ V}$ festgelegt [9]. Die Leistungsskalierung der Batterie wird durch eine Parallelschaltung von Zellen realisiert, wodurch der mögliche Ausgangsstrom erhöht wird.

Eine gängige Methode der Drehmomentskalierung bei elektrischen Maschinen ist die Längenskalierung des Blechpaketes [11]. Der Blechschnitt der Maschinen ist identisch, lediglich die Anzahl der Bleche variiert. Durch eine Anpassung der Windungszahl wird die Strangspannung konstant gehalten; der Strangstrom steigt dabei in etwa proportional zur Leistung der E-Maschine [11]. Dadurch ist die E-Maschine modular skalierbar; allerdings kann die Leistungselektronik aufgrund des steigenden Strangstroms nicht modular gefertigt werden. Mit steigendem Strangstrom wird eine größere Chipfläche der Leistungshalbleiter benötigt. Dies hat zur Folge, dass für jede Leistungsskalierung ein neues Halbleitermodul verwendet werden muss, sofern das Modul bei kleinen Leistungen nicht signifikant überdimensioniert wird.

Um dies zu vermeiden, wurde ein Konzept untersucht, bei dem zusätzlich zur Blechpaketlänge der E-Maschine die Strangzahl des Systems skaliert wird. Durch die Strangzahlskalierung kann der Strangstrom bei der Leistungsskalierung nahezu konstant gehalten werden. In Bild 2.5 ist dies beispielhaft für eine Strangzahlskalierung von $m_1 = 3$ auf $m_1 = 6$ dargestellt.

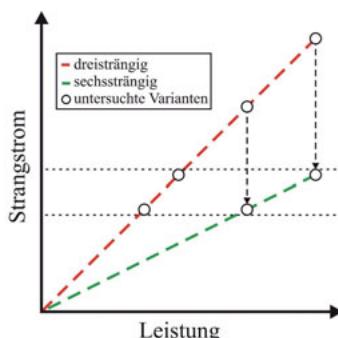


Bild 2.5: Strangzahl-Skalierungskonzept

Das Konzept der Strangzahlskalierung hat den Vorteil, dass innerhalb der Baureihe identische Halbleitermodule (in unterschiedlicher Anzahl) verwendet werden können, wodurch der Wechselrichter modular aufgebaut werden kann. Zusätzlich kann bei sechphasigen Wechselrichtern durch ein Verschieben der PWM-Carriersignale der dreiphasigen Subsysteme (PWM-Interleaving) die Wechselstrombelastung des Zwischenkreiskondensators betriebspunktabhängig deutlich reduziert werden [9, 12, 13]. In den Abschnitten 4.3 und 5.2.2 wird gezeigt, dass durch diese Verfahren über die Baureihe hinweg ein identischer Zwischenkreiskondensator verwendet werden kann und so der Gleichteilgrad der Baureihe weiter erhöht wird. In den Abschnitten 3.3 und 6.3.2 wird untersucht, welche Auswirkungen das PWM-Interleaving auf die Oberschwingungsverluste in der E-Maschine hat.

Eine Erhöhung der Stangenzahl beeinflusst aber auch das Luftspaltfeld und damit das Betriebsverhalten der E-Maschine. Wird die Strangzahl der E-Maschine erhöht, steigt der Hauptwellenwicklungsfaktor, wobei zusätzlich das Oberwellenspektrum reduziert wird [14, 15]. Die Ordnungszahlen v' der Feldwellen einer symmetrischen m_1 -strängigen Ganzlochwicklung lässt sich ermitteln durch [11]:

$$v' = p(1 + 2 \cdot m_1 \cdot g) \text{ mit } g = 0; \pm 1; \pm 2; \pm 3; \dots, g \in \mathbb{Z}. \quad (2.1)$$

Für dreisträngige Wicklungen ergeben sich Feldwellen der Ordnungszahl $v' = p, -5p, 7p, -11p, 13p, \dots$, wobei durch die Oberwellen der Ordnungszahlen $v' = -5p$ und $v' = 7p$ bei der PMSM Drehmomentpendelungen sechsfacher Grundfrequenz entstehen können. Da alle Oberwellen zu unerwünschten parasitären Effekten in der E-Maschine führen, werden dreisträngige Wicklungen überwiegend so dimensioniert, dass der Wicklungsfaktor $\xi_{v'}$ der Oberwellen möglichst gering ist. Die Fertigung von Einschichtwicklungen ist im Vergleich zu Zweischichtwicklungen in der Regel kostengünstiger. Der Wicklungsfaktor von Einschicht-Ganzlochwicklungen kann nur durch den Zonenwicklungsfaktor

$$\xi_{\text{gr}, v'} = \frac{\sin(v' \cdot q \cdot \frac{\pi}{N_1})}{q \cdot \sin(v' \cdot \frac{\pi}{N_1})} \quad (2.2)$$

beeinflusst werden [11]. Die Lochzahl der Ständerwicklung berechnet sich nach

$$q = \frac{N_1}{2p \cdot m_1}. \quad (2.3)$$

Bei einer Lochzahl $q = 1$ sind die Wicklungsfaktoren der Hauptwelle und aller Oberwellen $\xi_{v'} = 1$. Bei einer Lochzahl von $q = 2$ reduziert sich der Hauptwellenwicklungsfaktor lediglich auf $\xi_p = 0,966$, die Wicklungsfaktoren der fünften und siebten Oberwelle jedoch bereits auf $\xi_{-5p} = \xi_{7p} = 0,259$. Bei dreisträngigen Einschichtwicklungen wird daher überwiegend eine Lochzahl $q \geq 2$ realisiert. Bei den Oberwellen der Ordnungszahlen $v' = -11p$ und $v' = 13p$ handelt es sich bei einer Lochzahl von $q = 2$ um nutharmonische Felder. Die Wicklungsfaktoren ergeben sich zu $\xi_{-11p} = \xi_{13p} = 0,966$. Die nutharmonischen Felder können nur durch Schrägung reduziert werden. Aus Gleichung (2.1) wird ersichtlich, dass eine sechssträngige Ganzlochwicklung keine Oberwellen der Polpaarzahl $v' = -5p, 7p, -17p, 19p, \dots$ erzeugt. Dadurch tritt bei sechssträngigen PMSM keine Drehmomentpendelung sechsfacher Grundfrequenz

auf und eine Lochzahl von $q = 1$ ist grundsätzlich ausführbar. Dies wird in Abschnitt 5.2 anhand von FEM-Simulationen bestätigt. Der Hauptfeldwicklungsfaktor sechssträngiger Wicklungen ist im Vergleich zu dreisträngigen Wicklungen höher. Dies führt bei gleichem Drehmoment zu geringeren Stromwärmeverlusten und erhöht den Wirkungsgrad sechssträngiger E-Maschinen [16]. In Abschnitt 5.2 wird dies detailliert erläutert.

Das Konzept der modularen Längen- und Strangzahlskalierung ist sowohl für Induktionsmaschinen (IM) als auch für permanentmagnetrege Synchronmaschinen (PMSM) geeignet. Die Drehmomentskalierung erfolgt durch eine Variation der Blechpaketlänge sowie der Strangzahl. Durch einen baugleichen Stator (Einheitsstator) für die IM und PMSM wird die Stückzahl der Statoren zusätzlich erhöht, wodurch die Fertigungskosten reduziert werden können (Skaleneffekt). Die Verwendung einer PMSM mit Einheitsstator ermöglicht im Vergleich zur IM speziell bei höheren Geschwindigkeiten des Fahrzeugs eine Verbesserung der Performance, da die PMSM speziell im hohen Drehzahlbereich mehr Leistung zur Verfügung stellen kann als die IM. Dies wird in Abschnitt 5.1 näher erläutert. Durch die Verwendung einer IM und einer PMSM mit Einheitsstator ist somit eine feinere Leistungsskalierung in der Baureihe möglich, wodurch Fahrzeuge mit unterschiedlicher Performance realisiert werden können.

Generell sind für dieses Konzept als Strangzahlen $m_1 = 3, 5, 6, 7$ oder 9 denkbar. Für Strangzahlen $m_1 > 9$ wird der proportional zur Strangzahl steigende Aufwand für die Leistungselektronik unverhältnismäßig hoch. Die Strangzahlen $m_1 = 2, 4, 8$ sind unvorteilhaft, da sie einen stromführenden Nulleiter erfordern. Daher wird geprüft, inwieweit diese Strangzahlen für eine Strangzahlskalierung mit identischer Nutzahl geeignet sind. Bei Induktionsmaschinen für Traktionsantriebe sind lediglich Polpaarzahlen von $p = 2$ oder $p = 3$ sinnvoll [11]. Eine Variation der Strangzahl führt bei identischem Blechschnitt zu einer Variation der Lochzahl [17]. Eine dreisträngige Wicklung mit der Lochzahl $q = 2$ hat als sechssträngige Variante bei gleicher Nut- und Polpaarzahl eine Lochzahl von $q = 1$ (Gleichung 2.3). Aus diesem Grund sind nur spezielle Nutzahl-Polpaarzahl-Kombinationen für das Skalierungskonzept geeignet. Für das Verhältnis der Lochzahlen gilt

$$\frac{q_x}{q_y} = \frac{m_{1,y}}{m_{1,x}}, \quad (2.4)$$

wobei die Indizes x und y für die unterschiedlichen Strang- und Lochzahlen stehen.

In Tabelle 2.5 sind die Nut- und Lochzahlen für unterschiedliche Strangzahlskalierungen mit einer Polpaarzahl von $p = 2$ dargestellt.

Tabelle 2.5: Nut- und Lochzahlen für unterschiedliche Strangzahlskalierungen

Strangzahlen	Lochzahlen	Polpaarzahl	Nutzahl
$m_1 = 3, 6$	$q = 2, 1$	$p = 2$	$N_1 = 24$
$m_1 = 3, 9$	$q = 3, 1$	$p = 2$	$N_1 = 36$
$m_1 = 3, 5$	$q = 5, 3$	$p = 2$	$N_1 = 60$
$m_1 = 3, 6, 9$	$q = 6, 3, 2$	$p = 2$	$N_1 = 72$
$m_1 = 3, 7$	$q = 7, 3$	$p = 2$	$N_1 = 84$
$m_1 = 5, 7$	$q = 7, 5$	$p = 2$	$N_1 = 140$

Da es sich bei den Strangzahlen $m_1 = 3, 5, 7$ um Primzahlen handelt, ergeben sich für eine Strangzahlskalierung mit identischem Blechschnitt hohe Lochzahlen und demzufolge auch hohe Nutzahlen. Durch den Außendurchmesser der E-Maschine ist die mögliche Nutzahl begrenzt, da die Statorzähne nicht beliebig schmal gefertigt werden können. Bei einer Strangzahlskalierung von $m_1 = 3$ auf $m_1 = 6$ können Lochzahlen von $q = 2$ und $q = 1$ realisiert werden, wodurch eine niedrige Nutzahl erreicht werden kann. Eine Strangzahlskalierung von $m_1 = 3$ auf $m_1 = 9$ führt ebenfalls zu einer relativ niedrigen Nutzahl, allerdings ist der Leistungssprung um den Faktor 3 sehr groß. Diese Strangzahlkombination ist für eine feine Leistungsverteilung daher nicht geeignet. Durch eine Strangzahlskalierung von $m_1 = 3, 6, 9$ ist zwar eine feinere Leistungsverteilung möglich, es ergeben sich aber relativ hohe Lochzahlen von $q = 6, 3, 2$ und dadurch eine hohe Nutzahl.

Aufgrund der hohen Nutzahlen bei einer Strangzahlskalierung mit $m_1 = 5$ oder $m_1 = 7$ sind diese Strangzahlen für das Konzept ungünstig. In Abschnitt 3.1 werden die unterschiedlichen Strangzahlen ($m_1 = 3, 5, 6, 7, 9$) bezüglich der Entstehung von Oberschwingungsströmen untersucht, wobei sich zeigen wird, dass $m_1 = 5$ und $m_1 = 7$ auch hier von Nachteil sind. In Abschnitt 5.2.1 werden die für das Konzept geeigneten Nutzahl-Polpaarzahl-Kombinationen detailliert analysiert.

2.3 Bewertungskriterien des Skalierungskonzepts

Im Rahmen dieser Arbeit wird das vorgestellte Konzept bewertet und mit Einzellösungen verglichen. Die Bewertungskriterien wurden in enger Zusammenarbeit mit Heseding [9] vorab festgelegt. Dazu gehören der Bauraum, die Kosten und die Energieeffizienz des Antriebsstrangs im Fahrzyklus.

2.3.1 Bauraum der E-Maschine

Der Bauraum der E-Maschine ist unabhängig von der Strangzahl, sondern in erster Linie abhängig vom Drehmoment. Zur Berechnung des E-Maschinenbauraums wird der Außendurchmesser des Statorblechpaketes d_A , die Blechpaketlänge l_{Fe} , die axiale Wicklungskopfausladung $l_{WK,axial}$ und die Gehäusewandstärke $x_{Gehäuse}$ benötigt. Bild 2.6 zeigt eine Skizze des BauRaums der E-Maschine.

Das Bauvolumen der E-Maschine berechnet sich über

$$V_{EM} = (l_{Fe} + 2 \cdot l_{WK,ax} + 2 \cdot x_{Gehäuse}) \cdot \pi \cdot \left(\frac{d_A}{2} + x_{Gehäuse} \right)^2. \quad (2.5)$$

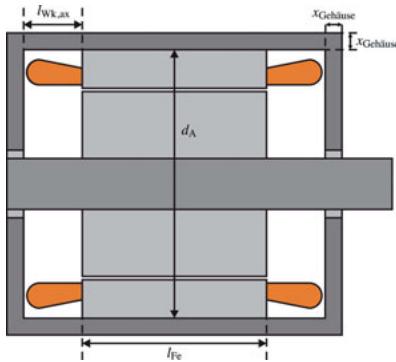


Bild 2.6: Skizze des Bauraums der E-Maschine

2.3.2 Kosten der E-Maschine

Die Kosten der E-Maschine und der Leistungselektronik setzen sich aus Herstellungskosten und Entwicklungskosten zusammen. Die Herstellungskosten können in die Fertigungs- und die Materialkosten aufgeteilt werden. Der Anteil der Materialkosten an den Herstellungskosten beträgt bei einer Bezugsstückzahl $n_{S,Bez} = 100.000$ etwa 60% [18]. Die Entwicklungskosten werden mit 10% der Materialkosten angenommen [19]. Dadurch ergibt sich eine Kostenverteilung von 56,6% Material-, 37,7% Fertigungs- und 5,7% Entwicklungskosten. Eine Erhöhung der Stückzahl führt zu Skaleneffekten, die die Fertigungs- und die Entwicklungskosten reduzieren. Bei Verdreifachung der Stückzahl verringern sich die Fertigungs- und die Entwicklungskosten um 15% [6].

Bei einer Strangzahlskalierung können durch die Reduzierung von Materialkosten sowie durch eine Stückzahlerhöhung die Gesamtkosten reduziert werden. Dies wird durch die Längenskalierung und durch die Verwendung eines Einheitsstators für IM und PMSM erreicht. Zur Berechnung der Kosten der E-Maschine werden diese in die Kosten für den Stator K_S und den jeweiligen Rotor ($K_{R,IM}$ bzw. $K_{R,PMSM}$) aufgeteilt. Die Stückzahlen der Rotoren sind im Vergleich zum Einheitsstator geringer. Daher werden die Skaleneffekte der beiden Komponenten getrennt betrachtet. Die Kosten des Stators bestehen aus den Materialkosten K_{MS} , den Entwicklungskosten K_{ES} und den Fertigungskosten K_{FS} und werden berechnet als

$$K_S = \left(K_{MS} + (K_{ES} + K_{FS}) \cdot 0,85^{\log_3\left(\frac{n_S}{n_{S,Bez}}\right)} \right). \quad (2.6)$$

Die Materialkosten des Stators K_{MS} bestehen aus den Materialkosten des Aktivteils, welche von der Blechpaketlänge abhängig sind, und den fixen Materialkosten der passiven Bauteile wie z. B. der Lagerschilde, die unabhängig von der Blechpaketlänge gefertigt werden. Die Materialkosten des Stators K_{MS} und des Rotors K_{MR} werden mithilfe der Einzelmaterialkosten (Tabelle 2.6) und des jeweiligen Gewichts bestimmt.

Tabelle 2.6: Einzelmaterialeinkosten

Material	Kosten
Dynamoblech	1,40€/kg
Kupfer der Ständerwicklung	8,50€/kg
Wellenstahl	5,00€/kg
Magnete	65,00€/kg
Aluminiumguss	3,00€/kg

Anhand der angegebenen Kostenverteilung kann die Gleichung (2.6) vereinfacht werden zu

$$K_S = K_{MS} \left(1 + 0,77 \cdot 0,85^{\log_3\left(\frac{n_S}{n_{S,Bez}}\right)} \right). \quad (2.7)$$

Die Kosten des Rotors der IM und der PMSM werden analog zu den Statkosten berechnet. Die Materialkosten des Rotors K_{MR} einer PMSM sind aufgrund der teuren Permanentmagnete deutlich höher als die einer IM. Die Kosten der IM- und der PMSM-Rotoren werden mit

$$K_{R,IM} = K_{MR,IM} \left(1 + 0,77 \cdot 0,85^{\log_3\left(\frac{n_R}{n_{R,Bez}}\right)} \right) \quad (2.8)$$

und

$$K_{R,PMSM} = K_{MR,PMSM} \left(1 + 0,77 \cdot 0,85^{\log_3\left(\frac{n_R}{n_{R,Bez}}\right)} \right) \quad (2.9)$$

berechnet. In Kapitel 7.1 werden die Kosten der dimensionierten E-Maschinen ermittelt. Außerdem werden die Kostenvorteile durch den Einsatz eines Einheitsstators und einer fahrzeugübergreifenden E-Maschinen-Baureihe gegenüber mehreren Einzellösungen dargestellt.

2.3.3 Bauraum der Leistungselektronik

Bild 2.7 zeigt eine Skizze eines dreiphasigen Leistungsmoduls mit der Chipfläche einer Halbbrücke A_{Ch} , der Fläche der internen Leistungs- und Steueranschlüsse $A_{L,S}$ und der Fläche der externen Leistungsanschlüsse $A_{L,ex}$.

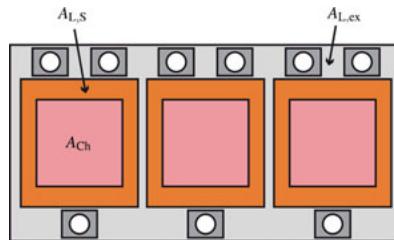


Bild 2.7: Skizze des Bauraums eines dreiphasigen Leistungsmoduls

Die Gesamtfläche eines dreiphasigen Leistungsmoduls berechnet sich nach

$$A_{LM,m3} = 3 \cdot (A_{Ch} + A_{L,S}) + A_{L,ex}. \quad (2.10)$$

Eine detaillierte Berechnung der Einzelflächen wird in [9] beschrieben. Die Chipfläche einer Halbbrücke A_{Ch} ist in erster Näherung linear von dem zu führenden Strom abhängig. Ein sechphasiges Leistungsmodul besteht aus zwei dreiphasigen Leistungsmodulen. Dadurch verdoppelt sich die Ausgangsleistung, und das Leistungsmodul wird doppelt so groß

$$A_{LM,m6} = 2 \cdot A_{LM,m3}. \quad (2.11)$$

Ein dreiphasiges Leistungsmodul mit einer identischen Ausgangsleistung wie ein sechsphasiges Leistungsmodul muss den doppelten Strangstrom führen können. Dadurch wird eine etwa doppelt so große Chipfläche benötigt. Je größer die Chipfläche wird, desto größer ist der prozentuale Anteil dieser Fläche an der Gesamtfläche des Leistungsmoduls. Die Gesamtfläche des Leistungsmoduls ist aus diesem Grund nicht proportional vom Strom abhängig. Bei gleicher Ausgangsleistung ist die Gesamtfläche eines dreiphasigen Leistungsmoduls kleiner als die eines sechsphasigen Leistungsmoduls. Dies wird in Abschnitt 7.1 für die unterschiedlichen Baureihen dargestellt. Die Höhe des Leistungsmoduls h_{LM} setzt sich aus den Höhen des Kühlkörpers, des Leistungshalbleiters und der Steuerplatine zusammen. Es wird angenommen, dass diese Höhe unabhängig von dem zu führenden Strom ist [9]. Das Volumen des dreiphasigen Leistungsmoduls berechnet sich zu

$$V_{LM,m3} = A_{LM,m3} \cdot h_{LM}. \quad (2.12)$$

Der Bauraum des Kondensators hängt unter anderem von der Größe seiner Kapazität ab. Eine ausführliche Berechnung des Bauraums des Kondensators wird in [9] beschrieben. In Abschnitt 7.1 sind die in [9] berechneten Bauräume der Leistungsmodule und der Kondensatoren für die entwickelten Baureihen angegeben. Das Bauraumvolumen des dreiphasigen Wechselrichters berechnet sich zu

$$V_{WR,m3} = V_{LM,m3} + V_C. \quad (2.13)$$

2.3.4 Kosten der Leistungselektronik

Die Materialkosten des Wechselrichters werden hauptsächlich durch die Chipfläche der Leistungsschalter und die Größe des Zwischenkreiskondensators bestimmt [9, 18]. Wie bereits in Abschnitt 2.2 erwähnt, kann durch die Stangenzahlskalierung die Chipfläche in einer Baureihe konstant gehalten und so die Stückzahl erhöht werden. Die Größe des Kondensators kann durch PWM-Interleaving bei sechsphasigen Wechselrichtern deutlich reduziert werden (Abschnitt 4.3), wodurch die Kosten sinken. In Abschnitt 5.2.2 wird die Chipfläche und die Kapazität des Wechselrichters für die Baureihen bestimmt. In Abschnitt 7.2.1 wird eine Kostenberechnung mit Berücksichtigung des Skaleneffekts durchgeführt. Die Kosten des Wechselrichters

$$K_{\text{WR}} = K_{\text{Ch}} + K_{\text{C}} \quad (2.14)$$

berechnen sich aus den Kosten der gesamten Chipfläche K_{Ch} und den Kosten des Kondensators K_{C} . Mithilfe der Chipfläche einer Halbbrücke A_{Ch} und einer identischen Kostenverteilung wie bei der E-Maschine können die Kosten des Leistungsmoduls zu

$$K_{\text{Ch}} = \left(m_1 \cdot A_{\text{Ch}} \cdot \frac{0,12\epsilon}{\text{mm}^2} \right) \cdot \left(1 + 0,77 \cdot 0,85^{\log_3\left(\frac{n_{\text{Ch}}}{n_{\text{Ch},\text{Bez}}}\right)} \right) \quad (2.15)$$

berechnet werden [9]. Die Kosten des Kondensators K_{C} hängen von seiner Kapazität C_{WR} ab und werden mit

$$K_{\text{C}} = \left(C_{\text{WR}} \cdot \frac{0,28\epsilon}{\mu\text{F}} \right) \left(1 + 0,77 \cdot 0,85^{\log_3\left(\frac{n_{\text{C}}}{n_{\text{C},\text{Bez}}}\right)} \right) \quad (2.16)$$

berechnet [9]. Die ermittelten Kosten für die Leistungselektronik-Baureihe sind in Abschnitt 7.1 dargestellt. Ein Kostenvergleich einer nicht modularen dreisträngigen Baureihe gegenüber der modularen mehrsträngigen Baureihe wird dort ebenfalls durchgeführt.

2.3.5 Untersuchte Fahrzyklen

Für die Untersuchung der Energieeffizienz des Antriebsstrangs im Fahrzyklus werden drei unterschiedliche Fahrzyklen verwendet und jeweils der Energieverbrauch ausgewertet. Dabei werden speziell entwickelte dreisträngige Einzellösungen mit den drei- und sechssträngigen Varianten aus der E-Maschinen- und Leistungselektronik-Baureihe verglichen.

In den Bildern 2.8 und 2.9 sind die zwei untersuchten Zertifizierungsfahrzyklen (NEFZ und WLTP) dargestellt. Am Institut für Fahrzeugtechnik der TU Braunschweig wurde außerdem ein Fahrzyklus (BS-Zyklus) entwickelt, welcher ein kundennahes Fahrprofil widerspiegelt [20] (Bild 2.10). Dieser Fahrzyklus basiert auf zahlreichen Versuchsfahrten unter Realbedingungen und wird daher zusätzlich zu den Zertifizierungszyklen untersucht. Der Energieverbrauch auf 100 km wird für jeden Zyklus ermittelt. Zur Bewertung der Energieeffizienz wird der Mittelwert aus den drei Zyklen berechnet und in Abschnitt 7.1 für die jeweiligen Antriebsstrangvarianten angegeben.

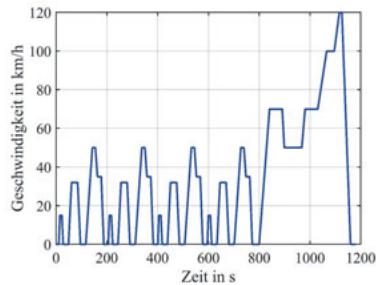


Bild 2.8: Neuer Europäischer Fahrzyklus (NEFZ)

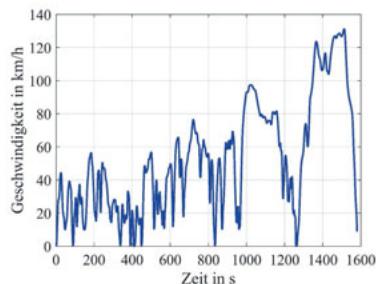


Bild 2.9: Worldwide Harmonized Light-Duty Vehicles Test Procedure (WLTP)

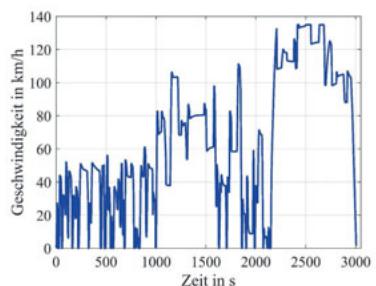


Bild 2.10: Kundennaher Fahrzyklus der TU Braunschweig (BS-Zyklus) [20]

3 Stromoberschwingungen in mehrsträngigen Wicklungen

In mehrsträngigen E-Maschinen können durch Sättigung des Blechpaketes, durch Oberfelder des Permanentmagnetflusses oder durch Spannungsharmonische der Wechselrichterspeisung hohe Stromoberschwingungen entstehen [21, 22, 23]. Diese Stromoberschwingungen erzeugen zusätzliche Stromwärmeverluste und Ummagnetisierungsverluste in der E-Maschine. In Abschnitt 6.4 wird ein Verfahren vorgestellt, welches eine Kompensation der Oberschwingungsströme durch Vorgabe von Spannungsoberschwingungen ermöglicht. Im Folgenden werden die Ursachen für die Entstehung dieser Stromoberschwingungen näher erläutert.

3.1 Oberschwingungsströme aufgrund von Sättigung

Die Magnetisierungskurven der in elektrischen Maschinen verwendeten Bleche sind nichtlinear. Aufgrund des geringen Bauraums im Fahrzeug ist der Einsatz von E-Maschinen mit hoher Drehmomentdichte erforderlich. Dies führt in der Regel zu hoch ausgenutzten E-Maschinen mit Zahn- und Jochinduktionen im Bereich von 1,7 bis 2 T [11]. In diesem Bereich ist das Blech stark gesättigt, wodurch es zu einer Verringerung des magnetischen Leitwerts kommt. Die maximale Sättigung tritt an den Stellen auf, an denen das Hauptfeld sein Maximum hat. Dieser Ort läuft mit der Winkelgeschwindigkeit $\Omega = 2\pi \cdot \frac{f_1}{p}$ um. Für den Luftspalteitwert aufgrund von Eisensättigung ergibt sich nach [24]

$$\lambda_{\delta s}(\gamma', t) = \lambda_{\delta 0} + \sum_{\epsilon'} \hat{\lambda}_{\delta s, \epsilon'} \cdot \cos \left(\epsilon' \gamma' - 2\pi \epsilon' \frac{f_1}{p} t + \varphi_{s, \epsilon'} \right) \text{ mit } \epsilon' = g_s \cdot 2p \text{ und } g_s = 0; 1; 2; 3; \dots . \quad (3.1)$$

Durch das Zusammenwirken dieser Leitwertschwankung mit dem Magnetisierungshauptstrombelag $A_{\mu p}$ ergeben sich relevante Sättigungsfelder als

$$B_{v'}(\gamma', t) = \frac{R}{2p} \cdot \hat{\lambda}_{\delta s, \epsilon'} \cdot \hat{A}_{\mu p} \cdot \cos \left(v' \gamma' - 2\pi v' f_1 t + \varphi_{v'} \right) \text{ mit } v' = 3p; 5p; 7p; \dots . \quad (3.2)$$

Die Sättigungsfelder induzieren in den Strängen der Ständerwicklung Spannungen mit drei-, fünf- und siebenfacher Grundfrequenz. Da die induzierten Spannungen dreifacher Grundfrequenz bei einer dreisträngigen Wicklung gleichphasig sind, können sich bei einer in Stern geschalteten Wicklung keine Ströme mit dreifacher Frequenz ausbilden. Bei einer sechssträngigen Wicklung, die aus zwei dreisträngigen Teilwicklungen mit zwei getrennten Sternpunkten

besteht, können sich ebenfalls keine Ströme mit dreifacher Grundfrequenz ausbilden. Gleiches gilt für eine neunsträngige Wicklung, die aus drei dreisträngigen Teilwicklungen mit drei getrennten Sternpunkten zusammengesetzt ist. Bei fünf- oder siebensträngigen Wicklungen sind die induzierten Spannungen dreifacher Grundfrequenz nicht phasengleich, und es entstehen Oberschwingungsströme dreifacher Grundfrequenz. Da das Sättigungsfeld $v' = 3p$ am größten ist, wird es bei diesen Strangzahlen gerade bei magnetisch hoch ausgenutzten Maschinen zu hohen Oberschwingungsströmen dreifacher Grundfrequenz kommen. Aus diesem Grund sind die Strangzahlen $m_1 = 5$ und $m_1 = 7$ für das Skalierungskonzept nicht geeignet und werden nicht weiter betrachtet.

Die Sättigungsfelder $v' = 5p$ und $v' = 7p$ erzeugen Spannungen fünf- und siebenfacher Grundfrequenz. Diese Spannungen sind bei drei-, sechs-, und neunsträngigen Wicklungen nicht phasengleich. Bei harmonischer Spannungsspeisung mit Grundfrequenz ist der Gesamtfluss ebenfalls oberschwingungsfrei. Sofern der Permanentmagnetfluss $\Psi_{PM}(t)$ keine Oberschwingungen enthält, kann der Anteil der Ständerwicklung am Gesamtfluss

$$\Psi_L(t) = \Psi_{ges}(t) - \Psi_{PM}(t) = L(i) \cdot i(t) \quad (3.3)$$

nur die Grundschwingung enthalten. Die Stranginduktivität $L(i)$ ist sättigungsabhängig und sinkt mit steigendem Strom. Daher müssen Strangströme mit fünf- und siebenfacher Grundfrequenz entstehen, die dem Effekt der Sättigung entgegenwirken und einen oberschwingungsfreien Beitrag zum Fluss $\Psi_L(t)$ erzeugen. Durch die höherpoligen Sättigungsfelder $v' = 11p$ und $v' = 13p$ können Oberschwingungsströme 11- und 13-facher Grundfrequenz entstehen.

Im Folgenden wird das durch den jeweiligen Oberschwingungsstrom erzeugte Feldspektrum untersucht. Die sechssträngige Wicklung setzt sich aus zwei dreisträngigen Teilwicklungen zusammen, die räumlich um den Winkel $\frac{\pi}{6p}$ verschoben sind und zeitlich um $\frac{\pi}{6}$ einer Grundschwingungsperiode versetzt gespeist werden. In Bild 3.1 ist die Lage der Strangachsen einer sechssträngigen Wicklung dargestellt. Die Sternpunkte der beiden dreisträngigen Teilwicklungen sind dabei nicht verbunden.

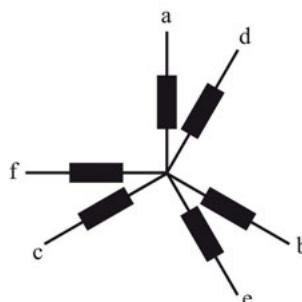


Bild 3.1: Lage der Strangachsen einer sechssträngigen Wicklung

Die Strangströme mit einer Oberschwingungsfrequenz der Ordnungszahl μ ergeben sich zu

$$\begin{aligned} i_{a,\mu}(t) &= \sqrt{2}I_{1\mu} \cdot \cos(\mu[\omega t + \varphi_i]) \\ i_{b,\mu}(t) &= \sqrt{2}I_{1\mu} \cdot \cos\left(\mu\left[\omega t + \varphi_i - \frac{4\pi}{6}\right]\right) \\ i_{c,\mu}(t) &= \sqrt{2}I_{1\mu} \cdot \cos\left(\mu\left[\omega t + \varphi_i - \frac{8\pi}{6}\right]\right) \\ i_{d,\mu}(t) &= \sqrt{2}I_{1\mu} \cdot \cos\left(\mu\left[\omega t + \varphi_i - \frac{\pi}{6}\right]\right) \\ i_{e,\mu}(t) &= \sqrt{2}I_{1\mu} \cdot \cos\left(\mu\left[\omega t + \varphi_i - \frac{5\pi}{6}\right]\right) \\ i_{f,\mu}(t) &= \sqrt{2}I_{1\mu} \cdot \cos\left(\mu\left[\omega t + \varphi_i - \frac{9\pi}{6}\right]\right). \end{aligned} \quad (3.4)$$

Die daraus resultierenden Strangwechselfelder sind

$$\begin{aligned} B_{a,\mu}(t) &= \sum_{v'} \widehat{B}_{wv',\mu} \cdot \cos(v'\gamma) \cdot \cos(\mu\omega t + \mu\varphi_i) \\ B_{b,\mu}(t) &= \sum_{v'} \widehat{B}_{wv',\mu} \cdot \cos\left(v'\left[\gamma - \frac{4\pi}{6p}\right]\right) \cdot \cos\left(\mu\omega t + \mu\varphi_i - \mu\frac{4\pi}{6}\right) \\ B_{c,\mu}(t) &= \sum_{v'} \widehat{B}_{wv',\mu} \cdot \cos\left(v'\left[\gamma - \frac{8\pi}{6p}\right]\right) \cdot \cos\left(\mu\omega t + \mu\varphi_i - \mu\frac{8\pi}{6}\right) \\ B_{d,\mu}(t) &= \sum_{v'} \widehat{B}_{wv',\mu} \cdot \cos\left(v'\left[\gamma - \frac{\pi}{6p}\right]\right) \cdot \cos\left(\mu\omega t + \mu\varphi_i - \mu\frac{\pi}{6}\right) \\ B_{e,\mu}(t) &= \sum_{v'} \widehat{B}_{wv',\mu} \cdot \cos\left(v'\left[\gamma - \frac{5\pi}{6p}\right]\right) \cdot \cos\left(\mu\omega t + \mu\varphi_i - \mu\frac{5\pi}{6}\right) \\ B_{f,\mu}(t) &= \sum_{v'} \widehat{B}_{wv',\mu} \cdot \cos\left(v'\left[\gamma - \frac{9\pi}{6p}\right]\right) \cdot \cos\left(\mu\omega t + \mu\varphi_i - \mu\frac{9\pi}{6}\right). \end{aligned} \quad (3.5)$$

Das resultierende Luftspaltfeld ergibt sich aus der Überlagerung der Strangwechselfelder. Mithilfe des Additionstheorems

$$\cos(\alpha) \cdot \cos(\beta) = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)] \quad (3.6)$$

können die stehenden Wellen in eine mitlaufende und eine gegenlaufende Drehwelle entsprechend

$$\begin{aligned}
 B_\mu(\gamma', t) = & \sum_{v'} \frac{\hat{B}_{wv', \mu}}{2} \left\{ \cos[v'\gamma' - \mu\omega t - \mu\varphi_i] + \cos[v'\gamma' + \mu\omega t + \mu\varphi_i] \right\} \\
 & + \sum_{v'} \frac{\hat{B}_{wv', \mu}}{2} \left\{ \begin{array}{l} \cos[v'\gamma' - \mu\omega t - \mu\varphi_i - 2\pi\left(\frac{v'}{3p} - \frac{1}{3}\mu\right)] \\ + \cos[v'\gamma' + \mu\omega t + \mu\varphi_i - 2\pi\left(\frac{v'}{3p} + \frac{1}{3}\mu\right)] \end{array} \right\} \\
 & + \sum_{v'} \frac{\hat{B}_{wv', \mu}}{2} \left\{ \begin{array}{l} \cos[v'\gamma' - \mu\omega t - \mu\varphi_i - 4\pi\left(\frac{v'}{3p} - \frac{1}{3}\mu\right)] \\ + \cos[v'\gamma' + \mu\omega t + \mu\varphi_i - 4\pi\left(\frac{v'}{3p} + \frac{1}{3}\mu\right)] \end{array} \right\} \\
 & + \sum_{v'} \frac{\hat{B}_{wv', \mu}}{2} \left\{ \begin{array}{l} \cos[v'\gamma' - \mu\omega t - \mu\varphi_i - \pi\left(\frac{v'}{6p} - \frac{1}{6}\mu\right)] \\ + \cos[v'\gamma' + \mu\omega t + \mu\varphi_i - \pi\left(\frac{v'}{6p} + \frac{1}{6}\mu\right)] \end{array} \right\} \\
 & + \sum_{v'} \frac{\hat{B}_{wv', \mu}}{2} \left\{ \begin{array}{l} \cos[v'\gamma' - \mu\omega t - \mu\varphi_i - \pi\left(\frac{5v'}{6p} - \frac{5}{6}\mu\right)] \\ + \cos[v'\gamma' + \mu\omega t + \mu\varphi_i - \pi\left(\frac{5v'}{6p} + \frac{5}{6}\mu\right)] \end{array} \right\} \\
 & + \sum_{v'} \frac{\hat{B}_{wv', \mu}}{2} \left\{ \begin{array}{l} \cos[v'\gamma' - \mu\omega t - \mu\varphi_i - \pi\left(\frac{9v'}{6p} - \frac{9}{6}\mu\right)] \\ + \cos[v'\gamma' + \mu\omega t + \mu\varphi_i - \pi\left(\frac{9v'}{6p} + \frac{9}{6}\mu\right)] \end{array} \right\}. \tag{3.7}
 \end{aligned}$$

zerlegt werden. Es ist ersichtlich, dass bei einer Oberschwingung der Ordnungszahl $\mu = 5$ in den ersten drei Summanden eine gegenlaufende Feldwelle $v' = -p$ entsteht. In den letzten drei Summanden entsteht ebenfalls eine gegenlaufende Feldwelle $v' = -p$, die jedoch 180° phasenverschoben ist. Die ersten drei Summanden bilden das resultierende Luftpaltfeld einer dreisträngigen Wicklung ab. Dies bedeutet, dass Oberschwingungsströme der Ordnungszahl $\mu = 5$ in einer dreisträngigen Wicklung ein gegenlaufendes Hauptfeld aufbauen. In einer sechssträngigen Wicklung entsteht kein Hauptfeld, da sich die beiden gegenphasigen Feldanteile aufheben. Die Felder der kleinsten Ordnungszahlen, welche durch eine Oberschwingung der Ordnungszahl $\mu = 5$ in der sechssträngigen Wicklung erzeugt werden, sind $v' = 5p$ und $v' = -7p$. Oberschwingungsströme der Ordnungszahl $\mu = 7$ erzeugen analog dazu Felder der Ordnungszahlen $v' = -5p$ und $v' = 7p$. Die Gleichung (2.1) zur Berechnung des Feldspektrums einer m_1 -strängigen Ganzlochwicklung kann somit um die Ordnungszahl μ der Oberschwingung erweitert werden [25], und es ergibt sich

$$v' = (\mu \pm 2m_1 \cdot k) \cdot p \text{ mit } k = 0; 1; 2; \dots \tag{3.8}$$

In Bild 3.2 sind die Feldanteile dargestellt, die durch den Oberschwingungsstrom fünffacher Grundfrequenz bei drei- und bei sechssträngiger Wicklung erzeugt werden.

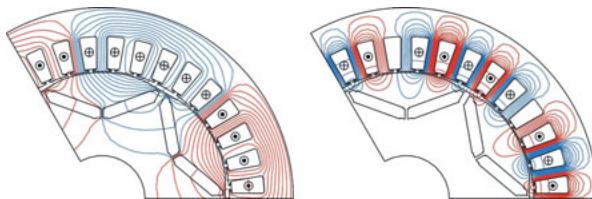


Bild 3.2: Feldbilder einer dreisträngigen PMSM (links) und einer sechssträngigen PMSM (rechts), die nur durch einen Oberschwingungsstrom fünffacher Grundfrequenz erzeugt werden

Es ist zu erkennen, dass sich bei der dreisträngigen Wicklung ein Hauptfeld $v' = p$ und bei der sechssträngigen Wicklung ein Feld der Ordnungszahl $v' = 5p$ ausbildet. Die Impedanz des Oberfelds Z_{5p} ist sehr viel kleiner als die des Hauptfelds Z_p . Gleiches gilt für die Impedanz des Oberfelds Z_{7p} . Da der Oberschwingungsstrom durch die wirkende Impedanz begrenzt wird, bilden sich aufgrund von Sättigung bei einer sechssträngigen Wicklung deutlich höhere Oberschwingungsströme fünf- und siebenfacher Frequenz aus als bei einer dreisträngigen Wicklung. Die Stromoberschwingungen 11- und 13-facher Grundfrequenz erzeugen nach Gleichung (3.39) sowohl in dreisträngigen als auch in sechssträngigen Wicklungen ein Hauptfeld. Die Oberschwingungsspannungen dieser Frequenzen erzeugen daher in beiden Varianten nur sehr kleine Stromoberschwingungen. Aus diesem Grund werden die Stromoberschwingungen 11- und 13-facher Grundfrequenz nicht weiter analysiert und im Weiteren nur die Oberschwingungsströme fünf- und siebenfacher Grundfrequenz näher untersucht.

Oberschwingungsströme aufgrund des Feldspektrums des Permanentmagnetflusses

Das Feldspektrum des Permanentmagnetflusses kann ebenfalls zu Oberschwingungsströmen fünf- und siebenfacher Grundfrequenz führen. Das Feldspektrum enthält grundsätzlich alle ungeraden Vielfachen der Hauptwelle

$$v' = (1 + 2k)p \text{ mit } k = 0; 1; 2; \dots . \quad (3.9)$$

Durch das Oberfeld v' wird eine Spannung der Frequenz $f_\mu = \frac{v'}{p} \cdot f_1$ induziert. Die induzierten Spannungen fünf- und siebenfacher Grundfrequenz führen wiederum zu Strömen derselben Frequenz. Da die Impedanz des Wechselrichters für diese Oberschwingungen sehr klein ist, werden die Oberschwingungsströme nur durch die wirkende Impedanz der E-Maschine begrenzt. Durch den Einsatz von Sinusfeldpolen können die Oberfelder $v' = 5p$ und $v' = 7p$ des Permanentmagnetflusses deutlich reduziert werden [11]. Aus diesem Grund werden alle PMSM der mehrsträngigen Baureihe mit Sinusfeldpolen ausgeführt.

Oberschwingungsströme aufgrund der Totzeit des Wechselrichters

Oberschwingungsströme können zusätzlich durch die Totzeit des Wechselrichters und durch die Durchlassspannungen der Halbleiter entstehen. Dieser Effekt führt auch zu Oberschwingungs- spannungen fünf- und siebenfacher Grundfrequenz [26]. Die Höhe dieser Oberschwingungs- spannungen hängt von mehreren Faktoren ab und wird in [9] detailliert berechnet. Durch die Speisung mit fünf- und siebenfacher Grundfrequenz einstehen wiederum Oberschwingungsströme derselben Frequenz.

3.2 dq-Ersatzschaltbilder

Im folgenden Abschnitt werden die dq-Ersatzschaltbilder drei- und sechsträngiger PMSM und IM erarbeitet.

3.2.1 Permanentmagneterregte Synchronmaschine

In Bild 3.3 ist das dq-Ersatzschaltbild einer dreisträngigen PMSM dargestellt, welches in „PMOK“ verwendet wird. Auf die Herleitung wird hier verzichtet, da sie an anderer Stelle ausführlich erläutert wurde [27, 28, 29].

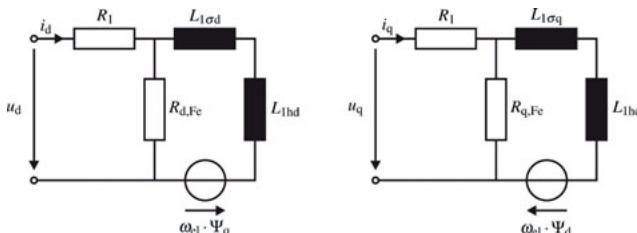


Bild 3.3: Ersatzschaltbild der d-Achse (links) und der q-Achse (rechts) einer dreisträngigen PMSM

Für die sechssträngige PMSM kann ebenfalls ein dq-Ersatzschaltbild hergeleitet werden. In Bild 3.4 ist das elektrische Ersatzschaltbild einer sechssträngigen PMSM mit zwei Sternpunkten dargestellt, welches die Kopplungsinduktivitäten L_{xy} und L_{yx} zwischen den einzelnen Strängen berücksichtigt. Die Lage der Stränge am Umfang wurde bereits in Bild 3.1 dargestellt.

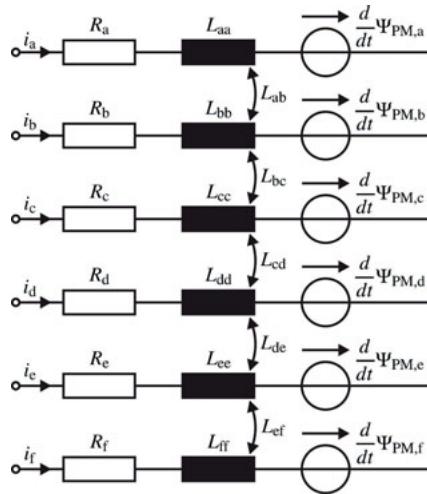


Bild 3.4: Elektrisches Ersatzschaltbild einer sechssträngigen PMSM (Anmerkung: Jeder Strang ist über das Luftspaltfeld und z.T. über Streufeldanteile mit jedem anderen Strang gekoppelt)

Ausgehend von diesem Ersatzschaltbild kann das Differenzialgleichungssystem abgeleitet werden als

$$\vec{u}(t) = \mathbf{R} \cdot \vec{i}(t) + \frac{d}{dt} (\mathbf{L}(i, t) \cdot \vec{i}(t)) + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{PM}(i, t). \quad (3.10)$$

Die Induktivitätsmatrix \mathbf{L} ist eine Diagonalmatrix und beinhaltet die Selbstinduktivitäten L_{xx} und die Kopplungsinduktivitäten $L_{xy} = L_{yx}$ entsprechend

$$\mathbf{L}(i, t) = \begin{pmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{ad} & L_{ae} & L_{af} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bd} & L_{be} & L_{bf} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{cd} & L_{ce} & L_{cf} \\ L_{da} & L_{db} & L_{dc} & L_{dd} & L_{de} & L_{df} \\ L_{ea} & L_{eb} & L_{ec} & L_{ed} & L_{ee} & L_{ef} \\ L_{fa} & L_{fb} & L_{fc} & L_{fd} & L_{fe} & L_{ff} \end{pmatrix}. \quad (3.11)$$

Unter Berücksichtigung der Sättigung und der Oberfelder des Permanentmagnetflusses sind die Induktivitätsmatrix \mathbf{L} und der PM-Flussvektor $\vec{\Psi}_{PM}$ strom- und drehwinkel- und damit zeitabhängig. Mit der Beziehung

$$\vec{i}(t) = \mathbf{L}^{-1}(i, t) \cdot \vec{\Psi}_{PM}(i, t) \quad (3.12)$$

kann die Gleichung (3.10) mit dem Fluss Ψ als Zustandsvariable beschrieben werden als

$$\vec{u}(t) = \mathbf{R} \cdot \mathbf{L}^{-1} \cdot \vec{\Psi}_L + \frac{d}{dt} (\vec{\Psi}_L + \vec{\Psi}_{PM}). \quad (3.13)$$

Die bekannte dreisträngige dq-Transformationsmatrix ohne Berücksichtigung des Nullsystems wird mit

$$\mathbf{T}_{dq} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\gamma) & \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma - \frac{4\pi}{3}) & 0 & 0 & 0 \\ -\sin(\gamma) & -\sin(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\gamma - \frac{4\pi}{3}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cos(\gamma - \frac{\pi}{6}) & \cos(\gamma - \frac{5\pi}{6}) & \cos(\gamma - \frac{9\pi}{6}) \\ 0 & 0 & 0 & -\sin(\gamma - \frac{\pi}{6}) & -\sin(\gamma - \frac{5\pi}{6}) & -\sin(\gamma - \frac{9\pi}{6}) \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

zu einer sechssträngigen Transformationsmatrix erweitert. Die Transformation der Systemgleichungen erfolgt durch die Multiplikation der Gleichung (3.13) mit der Transformationsmatrix \mathbf{T}_{dq} entsprechend

$$\mathbf{T}_{dq} \cdot \vec{u}(t) = \mathbf{T}_{dq} \cdot \left(\mathbf{R} \cdot \mathbf{L}^{-1} \cdot \vec{\Psi}_L + \frac{d}{dt} (\vec{\Psi}_L + \vec{\Psi}_{PM}) \right). \quad (3.15)$$

Durch das Einfügen der Einheitsmatrix $\mathbf{E} = \mathbf{T}_{dq}^{-1} \cdot \mathbf{T}_{dq}$ ergibt sich

$$\mathbf{T}_{dq} \cdot \vec{u}(t) = \mathbf{T}_{dq} \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{T}_{dq}^{-1} \cdot \mathbf{T}_{dq} \cdot \mathbf{L}^{-1} \cdot \mathbf{T}_{dq}^{-1} \cdot \mathbf{T}_{dq} \cdot \vec{\Psi}_L + \frac{d}{dt} \left(\mathbf{T}_{dq} \cdot \vec{\Psi}_L + \mathbf{T}_{dq} \cdot \vec{\Psi}_{PM} \right). \quad (3.16)$$

Aufgrund der Zeitabhängigkeit der Transformationsmatrix muss bei der Ableitung

$$\frac{d}{dt} \left(\mathbf{T}_{dq} \cdot \vec{\Psi}_L + \mathbf{T}_{dq} \cdot \vec{\Psi}_{PM} \right) = \frac{d}{dt} \mathbf{T}_{dq} \cdot \left(\vec{\Psi}_L + \vec{\Psi}_{PM} \right) + \mathbf{T}_{dq} \cdot \frac{d}{dt} \left(\vec{\Psi}_L + \vec{\Psi}_{PM} \right) \quad (3.17)$$

die Produktregel angewandt werden. Die Differentiation der Transformationsmatrix entspricht im dq-Koordinatensystem einer Drehung um 90° . Dies kann in der Spannungsgleichung durch die Drehmatrix

$$\mathbf{J} = \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

berücksichtigt werden. Mit

$$\vec{u}_{dq} = \mathbf{T}_{dq} \cdot \vec{u}(t), \quad (3.19)$$

$$\mathbf{R}_{dq} = \mathbf{T}_{dq} \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{T}_{dq}^{-1} = \mathbf{R}, \quad (3.20)$$

$$\mathbf{L}_{dq} = \mathbf{T}_{dq} \cdot \mathbf{L}(i, t) \cdot \mathbf{T}_{dq}^{-1} = \begin{pmatrix} L_{d1} & L_{dq1} & L_{d12} & L_{dq12} \\ L_{dq1} & L_{q1} & L_{dq12} & L_{q12} \\ L_{d12} & L_{dq12} & L_{d2} & L_{dq2} \\ L_{dq12} & L_{q12} & L_{dq2} & L_{q2} \end{pmatrix}, \quad (3.21)$$

$$\vec{\Psi}_{L,dq} = \mathbf{T}_{dq} \cdot \vec{\Psi}_L \quad (3.22)$$

und

$$\vec{\Psi}_{\text{PM},\text{dq}} = \mathbf{T}_{\text{dq}} \cdot \vec{\Psi}_{\text{PM}} \quad (3.23)$$

lässt sich die Gleichung (3.16) vereinfachen zu

$$\vec{u}_{\text{dq}} = \mathbf{R} \cdot \mathbf{L}_{\text{dq}}^{-1} \cdot \vec{\Psi}_{\text{L},\text{dq}} + \omega \cdot \mathbf{J} \cdot (\vec{\Psi}_{\text{L},\text{dq}} + \vec{\Psi}_{\text{PM},\text{dq}}) + \frac{d}{dt} (\vec{\Psi}_{\text{L},\text{dq}} + \vec{\Psi}_{\text{PM},\text{dq}}). \quad (3.24)$$

Durch Einsetzen der Gleichung (3.12) in Gleichung (3.24) ergibt sich mit $\vec{\Psi}_{\text{dq}} = \vec{\Psi}_{\text{L},\text{dq}} + \vec{\Psi}_{\text{PM},\text{dq}}$

$$\vec{u}_{\text{dq}} = \mathbf{R} \cdot \vec{i}_{\text{dq}} + \omega \cdot \mathbf{J} \cdot (\vec{\Psi}_{\text{dq}}) + \frac{d}{dt} (L_{\text{dq}} \cdot \vec{i}_{\text{dq}} + \vec{\Psi}_{\text{PM},\text{dq}}). \quad (3.25)$$

Durch die Transformationsmatrix (3.14) entstehen zwei deckungsgleiche d- und q-Systeme. Die Koppelinduktivitäten zwischen den beiden d- und q-Subsystemen $L_{\text{dq}1}$, $L_{\text{dq}12}$ und $L_{\text{dq}2}$ sind daher in der Regel sehr klein und werden aus diesem Grund vernachlässigt. Die Koppelinduktivitäten zwischen den beiden Systemen identischer Achsen ($L_{\text{d}12}$ und $L_{\text{q}12}$) sind jedoch nicht zu vernachlässigen. Es ergeben sich die vier Spannungsgleichungen

$$u_{\text{d}1} = R \cdot i_{\text{d}1} - \omega \cdot \Psi_{\text{q}1} + \frac{d}{dt} (L_{\text{d}1} \cdot i_{\text{d}1}) + \frac{d}{dt} (L_{\text{d}12} \cdot i_{\text{d}2}) + \frac{d}{dt} \Psi_{\text{PM},\text{d}1}, \quad (3.26)$$

$$u_{\text{d}2} = R \cdot i_{\text{d}2} - \omega \cdot \Psi_{\text{q}2} + \frac{d}{dt} (L_{\text{d}2} \cdot i_{\text{d}2}) + \frac{d}{dt} (L_{\text{d}12} \cdot i_{\text{d}1}) + \frac{d}{dt} \Psi_{\text{PM},\text{d}2}, \quad (3.27)$$

$$u_{\text{q}1} = R \cdot i_{\text{q}1} + \omega \cdot \Psi_{\text{d}1} + \frac{d}{dt} (L_{\text{q}1} \cdot i_{\text{q}1}) + \frac{d}{dt} (L_{\text{q}12} \cdot i_{\text{q}2}) + \frac{d}{dt} \Psi_{\text{PM},\text{q}1}, \quad (3.28)$$

$$u_{\text{q}2} = R \cdot i_{\text{q}2} + \omega \cdot \Psi_{\text{q}2} + \frac{d}{dt} (L_{\text{q}2} \cdot i_{\text{q}2}) + \frac{d}{dt} (L_{\text{q}12} \cdot i_{\text{q}1}) + \frac{d}{dt} \Psi_{\text{PM},\text{q}2}. \quad (3.29)$$

Die Gleichung (3.26) kann um den Term

$$\frac{d}{dt} (L_{\text{d}12} \cdot i_{\text{d}1}) - \frac{d}{dt} (L_{\text{d}12} \cdot i_{\text{d}1}) = 0 \quad (3.30)$$

erweitert werden, wodurch sich

$$u_{\text{d}1} = R \cdot i_{\text{d}1} - \omega \cdot \Psi_{\text{q}1} + \frac{d}{dt} ((L_{\text{d}1} - L_{\text{d}12}) \cdot i_{\text{d}1}) + \frac{d}{dt} (L_{\text{d}12} \cdot (i_{\text{d}1} + i_{\text{d}2})) + \frac{d}{dt} \Psi_{\text{PM},\text{d}1} \quad (3.31)$$

ergibt. Analog dazu kann mit den Gleichungen (3.27) bis (3.29) vorgegangen werden. Anhand dieser Gleichungen kann das in Bild 3.5 dargestellte dq-Ersatzschaltbild einer sechssträngigen PMSM mit zwei getrennten Sternpunkten und Vernachlässigung der Querkopplungen $L_{\text{dq}1}$, $L_{\text{dq}12}$ und $L_{\text{dq}2}$ abgeleitet werden.

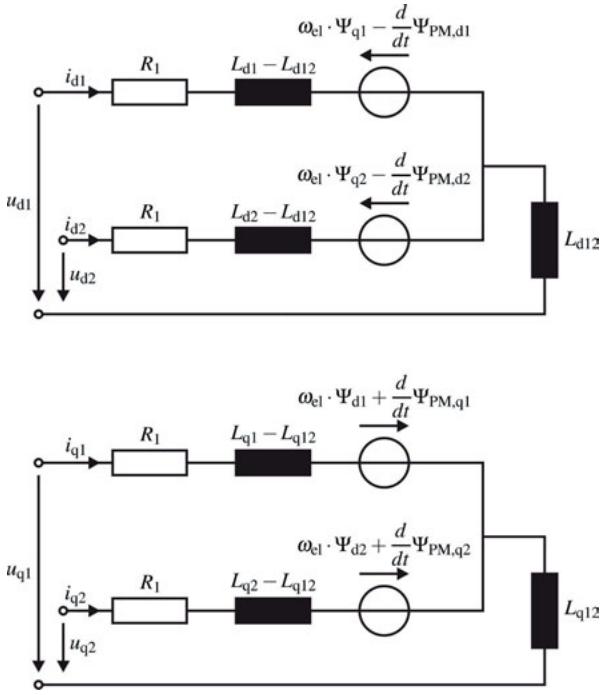


Bild 3.5: Ersatzschaltbild der d-Achse (oben) und der q-Achse (unten) einer sechssträngigen PMSM mit zwei getrennten Sternpunkten und Vernachlässigung der Querkopplungen L_{dq1} , L_{dq12} und L_{dq2}

3.2.2 Induktionsmaschine

Die Herleitung des dq-Ersatzschaltbilds einer sechssträngigen Induktionsmaschine erfolgt analog zur sechssträngigen PMSM und wurde bereits ausführlich dokumentiert [30], [31], [32]. Für die d-Achse ergeben sich die Gleichungen

$$u_{d1} = R \cdot i_{d1} + \frac{d}{dt} ((L_{d1} - L_{d12}) \cdot i_{d1}) + \frac{d}{dt} (L_{d12} \cdot (i_{d1} + i_{d2} + i'_{dr})) , \quad (3.32)$$

$$u_{d2} = R \cdot i_{d2} + \frac{d}{dt} ((L_{d2} - L_{d12}) \cdot i_{d2}) + \frac{d}{dt} (L_{d12} \cdot (i_{d2} + i_{d1} + i'_{dr})) , \quad (3.33)$$

$$0 = R'_r \cdot i'_{dr} + \omega_r \cdot \Psi'_{qr} + \frac{d}{dt} \Psi'_{dr} , \quad (3.34)$$

$$\Psi'_{dr} = L'_{\sigma dr} \cdot i'_{dr} + L_{d12} \cdot (i_{d1} + i_{d2} + i'_{dr}) , \quad (3.35)$$

$$\Psi'_{qr} = L'_{\sigma qr} \cdot i'_{qr} + L_{q12} \cdot (i_{q1} + i_{q2} + i'_{qr}) . \quad (3.36)$$

Bild 3.6 zeigt das dq-Ersatzschaltbild einer sechssträngigen IM mit zwei getrennten Sternpunkten.

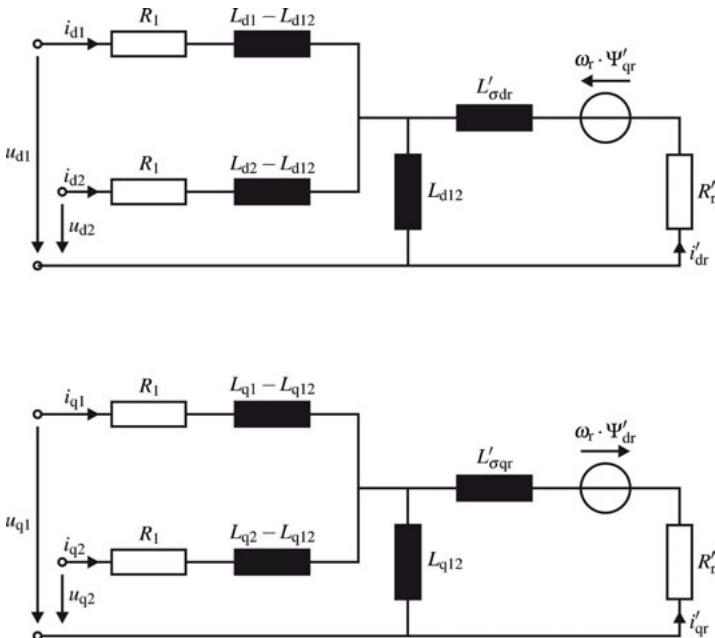


Bild 3.6: Ersatzschaltbild der d-Achse (oben) und der q-Achse (unten) einer sechssträngigen IM mit zwei getrennten Sternpunkten und Vernachlässigung der Querkopplungen L_{dq1} , L_{dq12} und L_{dq2}

Das Verhalten sechssträngiger Wicklungen bei Sättigung kann auch anhand des dq-Ersatzschaltbilds (Bild 3.5 und 3.6) erläutert werden. Durch die Sättigung der Induktivitäten wird eine Strangspannung mit fünf- und siebenfacher Grundfrequenz induziert. Wird diese Spannung in das dq-System transformiert, entstehen Schwingungen sechsfacher Grundfrequenz (Bild 3.7). Die Oberschwingungen des d1-Systems sind gegenphasig zum d2-System. Gleiches gilt für die q-Achsen.

Wird die Wicklung mit rein sinusförmiger Grundschwingungsspannung gespeist, sind die Klemmenspannungen u_{d1} und u_{d2} bzw. u_{q1} und u_{q2} identisch große Gleichspannungen. Aus diesem Grund entsteht im dq-System ein Strom sechsfacher Grundfrequenz, der die sättigungsbedingte Oberschwingungsspannung kompensiert. Dieser Strom fließt nicht über die Kopplungsinduktivität L_{d12} , sondern nur im oberen Streupfad des dq-Ersatzschaltbilds (Bild 3.5 und 3.6). Da die Kopplungsinduktivität L_{d12} nahezu L_{d1} bzw. L_{d2} entspricht, ist die für die Oberschwingungen wirksame Impedanz $L_{d,6f} = L_{d1} + L_{d2} - 2L_{d12}$ sehr klein. Dies führt wiederum zu einem hohen Oberschwingungsstrom. Im dreisträngigen dq-Ersatzschaltbild (Bild 3.3) ist dieser Strompfad nicht vorhanden und die Oberschwingungsströme werden durch die Hauptinduktivität L_d bzw. L_q begrenzt.

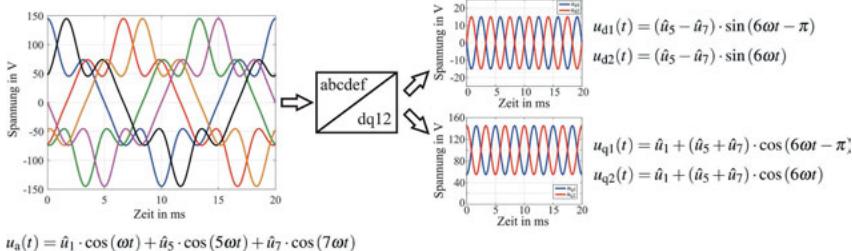


Bild 3.7: dq-Transformation eines sechssträngigen Spannungssystems mit Oberschwingungen fünffach und siebenfacher Grundfrequenz

Durch die Oberschwingungsströme sind die nach Gleichung (3.14) transformierten dq-Ströme nicht konstant, sondern schwingen mit sechsfacher Grundfrequenz. Dies ist für die Regelung im dq-System problematisch und kann zu Instabilitäten führen. Vorteil der dq-Transformation ist, dass die vier dq-Ströme der zwei Teilsysteme unabhängig voneinander geregelt werden können. Dies ist im Fehlerfall eines Teilsystems hilfreich, da mit dem intakten Teilsystem negative Auswirkungen durch das fehlerhafte Teilsystem eventuell kompensiert werden können. Aufgrund der Oberschwingungsproblematik wird für symmetrische sechssträngige Wicklungen häufig auch eine sogenannte Space-Vector-Decomposition durchgeführt [33, 26]. Dabei werden die beiden dq-Subsysteme addiert und zu einem dq-System zusammengefasst. Da die Schwingungen in den beiden Systemen gegenphasig sind, heben sie sich durch die Addition auf. Die Transformationsmatrix ergibt sich zu

$$T_{dq} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} \cos(\gamma) & \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\gamma - \frac{\pi}{6}) & \cos(\gamma - \frac{5\pi}{6}) & \cos(\gamma - \frac{9\pi}{6}) \\ -\sin(\gamma) & -\sin(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\gamma - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\gamma - \frac{\pi}{6}) & -\sin(\gamma - \frac{5\pi}{6}) & -\sin(\gamma - \frac{9\pi}{6}) \\ \cos(\mu\gamma) & \cos(\mu\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\mu\gamma - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\mu\gamma - \mu\frac{\pi}{6}) & \cos(\mu\gamma - \mu\frac{5\pi}{6}) & \cos(\mu\gamma - \mu\frac{9\pi}{6}) \\ -\sin(\mu\gamma) & -\sin(\mu\gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\mu\gamma - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\mu\gamma - \mu\frac{\pi}{6}) & -\sin(\mu\gamma - \mu\frac{5\pi}{6}) & -\sin(\mu\gamma - \mu\frac{9\pi}{6}) \end{pmatrix}. \quad (3.7)$$

Bei Symmetrie der beiden Teilsysteme können der Fluss und das Drehmoment durch die beiden dq-Ströme des zusammengefassten Systems geregelt werden. Die Information über die Höhe der einzelnen dq-Ströme in den beiden Teilsystemen geht durch diese Transformation verloren. Die zuvor erläuterte Fehlerbehandlung beim Ausfall eines Teilsystems kann dadurch nicht mehr realisiert werden. Die Transformationsmatrix ermöglicht allerdings die Regelung einer zusätzlichen Oberschwingung der Ordnungszahl μ . Es ist z.B. möglich, die Oberschwingung fünffacher Grundfrequenz durch diese Transformationsmatrix auf Gleichgrößen (dq5-System) abzubilden und diese zu Null zu regeln [21, 22, 23]. Die zusätzlich vorhandene Oberschwingung siebenfacher Grundfrequenz wird jedoch als Schwingung in das dq5-System abgebildet, wodurch die Ausregelung der fünffachen Grundfrequenz erschwert wird. In Abschnitt 6.4 wird diese Problematik näher erläutert und ein Lösungsansatz zur Reduzierung der Stromoberschwingungen fünffacher und siebenfacher Grundfrequenz vorgestellt.

3.3 Oberschwingungsverluste durch Wechselrichterspeisung

Die in Abschnitt 4.2.1 beschriebenen E-Maschinenkennfelder berücksichtigen nur die Einzelverluste bei sinusförmiger Speisung mit Grundfrequenz. Der Wechselrichter erzeugt durch die Pulsdauermodulation (PWM) neben der Grundschwingungsspannung jedoch auch hochfrequente Oberschwingungsspannungen, welche zu Oberschwingungsverlusten in der E-Maschine führen. Durch Messungen an dreisträngigen IM und PMSM wurde gezeigt, dass die Oberschwingungsverluste einen bedeutenden Anteil an den Gesamtverlusten in der E-Maschine ausmachen [34, 35, 36, 37]. In enger Zusammenarbeit mit Heseding [9] wurde ein Verfahren erarbeitet, mit dem die hochfrequenten Oberschwingungsverluste bestimmt werden können. Dafür wurde eine Analyse des Ausgangsspannungsspektrums des Wechselrichters durchgeführt. Das Spannungsspektrum des Wechselrichters enthält Oberschwingungsspannungen mit unterschiedlichen Frequenzen, bei denen es sich um Seitenbänder der Vielfachen der Schaltfrequenz handelt. Die Höhe dieser Oberschwingungsspannungen hängt von der Zwischenkreisspannung U_{DC} und dem Modulationsgrad

$$M = \frac{\sqrt{2} \cdot 2 \cdot U_1}{U_{DC}} \quad (3.38)$$

des Wechselrichters ab [9, 38]. In Bild 3.8 und 3.9 sind für unterschiedliche Modulationsgrade die Strangspannungsspektren bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 330\text{ V}$ und einer Schaltfrequenz von $f_s = 10\text{ kHz}$ dargestellt.

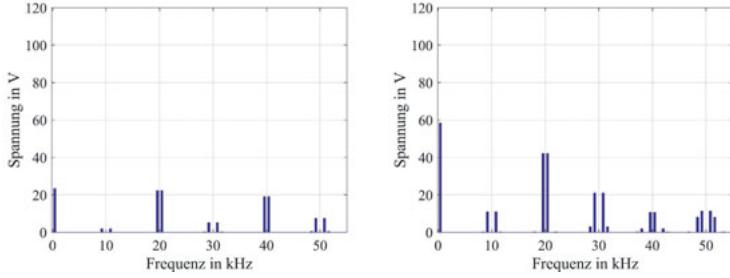


Bild 3.8: Spannungsspektrum eines Wechselrichters bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 330\text{ V}$, einer Schaltfrequenz von $f_s = 10\text{ kHz}$ und einem Modulationsgrad von $M = 0,2$ (links) und $M = 0,5$ (rechts)

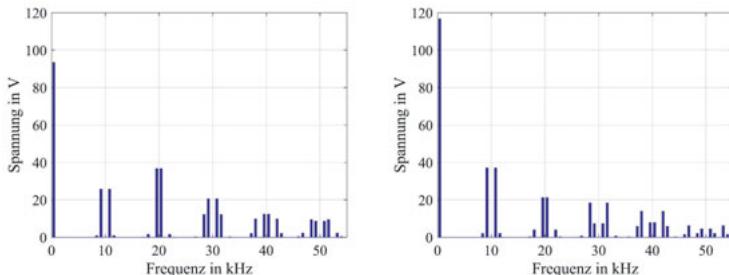


Bild 3.9: Spannungsspektrum eines Wechselrichters bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 330\text{ V}$, einer Schaltfrequenz von $f_s = 10\text{ kHz}$ und einem Modulationsgrad von $M = 0,8$ (links) und $M = 1$ (rechts)

Die Frequenzen des Spektrums sind [9, 39]

$$f_\mu = \begin{cases} (2k-1) \cdot f_s \pm 2g \cdot f_1 & \text{mit } k = 1; 2; \dots \text{ und } g = 1; 2; \dots . \\ 2k \cdot f_s \pm (2g-1) \cdot f_1 & \end{cases} \quad (3.39)$$

Die Oberschwingungsspannungen mit den Frequenzen $f_\mu = f_s \pm 2f_1$ nehmen mit steigendem Modulationsgrad zu. Die Oberschwingungsspannungen mit den Frequenzen $f_\mu = 2f_s \pm f_1$ steigen zunächst mit dem Modulationsgrad an, nehmen allerdings für $M > 0,6$ wieder ab. Die hochfrequenten Spannungen führen in der E-Maschine zu Strömen mit gleicher Frequenz, die wiederum ein Magnetfeld aufbauen. Dadurch entstehen Stromwärmeverluste sowie Ummagnetisierungsverluste im Stator und im Rotor. Aufgrund der hohen Frequenz handelt es sich hauptsächlich um Wirbelstromverluste im Blechpaket. Bei der PMSM entstehen zusätzlich Wirbelstromverluste in den Permanentmagneten. Bei Induktionsmaschinen treten Stromwärmeverluste im Läuferkäfig auf. Die Oberschwingungsströme führen zu Stromwärmeverlusten in der Ständerwicklung, die durch den Skin- und den Proximity-Effekt erhöht werden.

Zur Berechnung der Oberschwingungsverluste in einer PMSM wird in [29] ein analytischer Ansatz in Kombination mit FEM-Simulationen vorgestellt. Die Wirbelströme in den Permanentmagneten und den ungebleichten Läuferregionen in der d- und der q-Achse werden mithilfe von kurzgeschlossenen fiktiven Ersatzdämpferwicklungen berücksichtigt. Durch parallel geschaltete Kettenleiter dieser Ersatzwicklungen wird die Frequenzabhängigkeit der Läuferrückwirkung berücksichtigt. Die Parametrisierung des Kettenleiter-Ersatzmodells erfolgt durch FEM-Berechnungen. Daraus wird ein frequenzabhängiger Felddämpfungsfaktor in der d- und q-Achse bestimmt. Die Oberschwingungsverluste im Stator und im Blechpaket des Rotors können mit diesem Verfahren jedoch nicht berücksichtigt werden.

Die Oberschwingungsverluste in einer IM können nach [37] analytisch berechnet werden. Die Stromwärmeverluste unter Berücksichtigung des Skin- und des Proximity-Effekts in der Ständerwicklung und im Käfigläufer werden mithilfe von frequenzabhängigen Ersatzschaltbildelementen ermittelt. Anhand der Oberschwingungsspannung des Wechselrichters und der Ersatzschaltbildelemente können die Oberschwingungsströme und die daraus resultierenden Stromwärmeverluste bestimmt werden. Zusätzlich werden die Wirbelstromverluste im Blechpaket mithilfe einer frequenzabhängigen Verlustziffer und der durch die Oberschwingungs-

spannung hervorgerufen mittleren Induktion berechnet. Die frequenzabhängige Verlustziffer berücksichtigt, dass es durch die Rückwirkung der induzierten Wirbelströme zu einer Induktionserhöhung am Blechrand kommt.

In dieser Arbeit werden die Oberschwingungsverluste mithilfe der frequenzabhängigen Impedanz der E-Maschine berechnet, die sich nach [29] bzw. [37] näherungsweise berechnen lässt. Die erarbeiteten Verfahren zur messtechnischen Bestimmung der frequenzabhängigen Impedanz werden in Abschnitt 6.3.1 vorgestellt.

Das einsträngige Ersatzschaltbild einer Synchronmaschine für jede μ -te Oberschwingung ist in Bild 3.10 dargestellt.

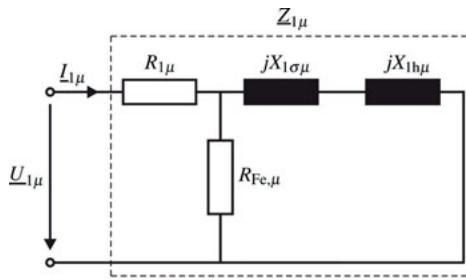


Bild 3.10: Einsträngiges Ersatzschaltbild einer Synchronmaschine für jede μ -te Oberschwingung

Die hochfrequenten Oberschwingungsverluste können mithilfe der frequenzabhängigen Strangimpedanz $Z_{1\mu} = Z_{1\mu} e^{j\phi_\mu}$ und des Ausgangsspannungsspektrums des Wechselrichters $U_{1\mu}$ zu

$$P_{v,\mu} = m_1 \cdot \sum_{\mu=2}^N U_{1\mu} \cdot I_{1\mu} \cdot \cos \varphi_\mu = m_1 \cdot \sum_{\mu=2}^N \frac{U_{1\mu}^2}{Z_{1\mu}} \cdot \cos \varphi_\mu \quad (3.40)$$

berechnet werden. Die durch den Wechselrichter hervorgerufen Oberschwingungsspannungen erzeugen in einer dreisträngigen Wicklung jeweils ein Hauptfeld oder ein Nullsystem. Bei der PMSM ist die Hauptfeldimpedanz rotorpositionsabhängig und kann in eine Querimpedanz Z_q und eine Längsimpedanz Z_d aufgeteilt werden. In [35] wurden die Strangimpedanzen $Z_{1q\mu}$ und $Z_{1d\mu}$ sowie die Leistungsfaktoren $\cos \varphi_{1d\mu}$ und $\cos \varphi_{1q\mu}$ zur Berechnung der Oberschwingungsverluste gemittelt. Dieses Verfahren wird in dieser Arbeit erweitert. Durch eine Transformation des oberschwingungsbehafteten Spannungsverlaufs in das dq-System und eine anschließende Fourieranalyse können die Spannungsamplituden der Oberschwingung im dq-System bestimmt werden [40]. Für jeden Betriebspunkt der E-Maschine ergeben sich für die Grundschwingung unterschiedliche u_d - und u_q -Spannungen. Die Spannungsoberschwingungen im dq-System werden dadurch ebenfalls beeinflusst [40]. In Bild 3.11 ist die Fourieranalyse der transformierten Spannungen für zwei unterschiedliche Betriebspunkte bei einem Modulationsgrad von $M = 0,5$ dargestellt.

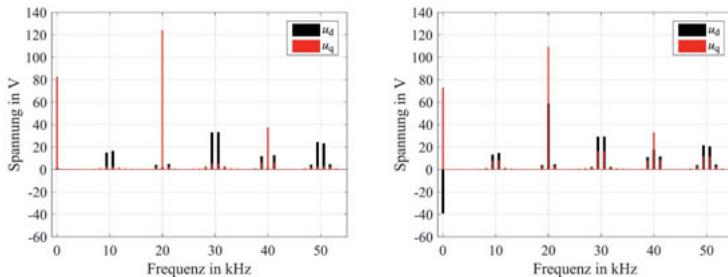


Bild 3.11: Fourieranalyse der dq-Spannung für zwei unterschiedliche Betriebspunkte

Die Frequenzen des Spektrums ergeben sich zu

$$\mu = \begin{cases} (2k-1) \cdot f_s \pm 3 \cdot (2g+1) \cdot f_1 & \text{mit } k=1;2;\dots \text{ und } g=0;1;2;\dots \\ 2k \cdot f_s \pm 6g \cdot f_1 & \end{cases} \quad (3.41)$$

Es ist zu erkennen, dass sich die Grundschwingungsspannungen als Gleichgrößen und die Oberschwingungsspannungen als Schwingungen in der d- bzw. q-Achse abbilden. Für die hochfrequente Spannungsanregung in der d-Achse $u_{d\mu}$ wirkt die Querimpedanz $Z_{d\mu}$. Analog gilt dies für die q-Achse. Die Berechnung der Oberschwingungsverluste erfolgt durch

$$P_{v,\mu} = \frac{m_1}{2} \cdot \sum_{\mu=2}^N \left(\frac{u_{d\mu}^2}{Z_{1d\mu}} \cdot \cos \varphi_{1d\mu} + \frac{u_{q\mu}^2}{Z_{1q\mu}} \cdot \cos \varphi_{1q\mu} \right). \quad (3.42)$$

Für Induktionsmaschinen sind die frequenzabhängigen Impedanzen in der d- und der q-Achse identisch, und es kann Gleichung (3.40) verwendet werden. In Abschnitt 6.3.1 werden für die PMSM und die IM Methoden zur messtechnischen Bestimmung der frequenzabhängigen Impedanz vorgestellt. Die frequenzabhängige Impedanz ist zusätzlich lastpunktabhängig, da sie von der Sättigung der Maschine beeinflusst wird. Es wird angenommen, dass sich die frequenzabhängige Impedanz sättigungsabhängig um den gleichen Faktor wie die Grundschwingungsimpedanz ändert. Die sättigungsabhängige Grundschwingungsimpedanz kann in „PMOK“ und „ASYN“ berechnet werden. Diese Annahmen werden in Abschnitt 6.3.2 und Abschnitt 6.5 näher untersucht und auch messtechnisch bestätigt.

Bei sechssträngigen Wicklungen muss zunächst für jede Oberschwingungsfrequenz ermittelt werden, ob ein Hauptfeld erzeugt wird oder nicht. Entscheidend sind dabei die Differenzspannungen $u_{d1} - u_{d2}$ und $u_{q1} - u_{q2}$ der beiden dq-Systeme. Aus diesem Grund werden die sechsphasigen Zeitsignale der Ausgangsspannung des Wechselrichters mit Gleichung (3.14) in die beiden dq-Systeme transformiert und eine Fourieranalyse der transformierten Spannungen durchgeführt. Das Verfahren zur Transformation der Oberschwingungen in das dq-System ist für dreisträngige Wicklungen in [40] ausführlich erläutert und wurde analog für die sechssträngige Wicklung verwendet. Die für die beiden d-Achsen ermittelten Phasenlagen der Spannungsoberschwingungen im dq-System sind in Tabelle 3.1 dargestellt.

Tabelle 3.1: Hochfrequente Spannungsoberschwingungen in den d-Achsen ohne Interleaving

$u = \hat{u} \cdot \sin(x)$	$u_{d1\mu} = \hat{u}_{d\mu} \cdot \sin(x_{d1})$	$u_{d2\mu} = \hat{u}_{d\mu} \cdot \sin(x_{d2})$	$\Delta\varphi_{d1,d2}$
$x = \omega_s t - 2(\omega_l t + \varphi)$	$x_{d1} = \omega_s t - 3\omega_l t$	$x_{d2} = \omega_s t - 3(\omega_l t - 30^\circ)$	-90°
$x = \omega_s t - 4(\omega_l t + \varphi)$			
$x = \omega_s t + 2(\omega_l t + \varphi)$	$x_{d1} = \omega_s t + 3\omega_l t$	$x_{d2} = \omega_s t + 3(\omega_l t - 30^\circ)$	90°
$x = \omega_s t + 4(\omega_l t + \varphi)$			
$x = 2\omega_s t - (\omega_l t + \varphi)$	$x_{d1} = 2\omega_s t$	$x_{d2} = 2\omega_s t$	0°
$x = 2\omega_s t + (\omega_l t + \varphi)$			
$x = 2\omega_s t - 5(\omega_l t + \varphi)$	$x_{d1} = 2\omega_s t - 6\omega_l t$	$x_{d2} = 2\omega_s t - 6(\omega_l t - 30^\circ)$	180°
$x = 2\omega_s t - 7(\omega_l t + \varphi)$			
$x = 2\omega_s t + 5(\omega_l t + \varphi)$	$x_{d1} = 2\omega_s t + 6\omega_l t$	$x_{d2} = 2\omega_s t + 6(\omega_l t - 30^\circ)$	-180°
$x = 2\omega_s t + 7(\omega_l t + \varphi)$			

Ist die Phasendifferenz der beiden d-Systeme $\Delta\varphi_{d1,d2} = 0$, bildet sich ein Hauptfeld aus, wohingegen bei $\Delta\varphi_{d1,d2} = 180^\circ$ die Differenzspannung maximal ist und sich die von den beiden Subsystemen erzeugten Anteile des Oberschwingungshauptfelds zu Null kompensieren, sodass nur Oberfelder erzeugt werden. Bei allen anderen Phasendifferenzen bilden sich sowohl ein Hauptfeld als auch Oberfelder aus. Analog gilt dies für die beiden q-Achsen. Dies bedeutet, dass bei sechssträngigen Maschinen unterschiedliche Impedanzen für die jeweiligen Seitenbänder der Schaltfrequenzharmonischen wirken und dies in Gleichung (3.42) berücksichtigt werden muss. Da die Streuimpedanz bei Ganzlochwicklungen deutlich geringer ist als die Hauptfeldimpedanz, entstehen bei den Seitenbändern der Frequenzen $2\omega_s t \pm 5\omega_l t$ und $2\omega_s t \pm 7\omega_l t$ deutlich höhere Oberschwingungsverluste. Diese Seitenbänder treten vor allem bei hohen Modulationsgraden auf, wodurch in diesen Betriebspunkten eine Erhöhung der Oberschwingungsverluste bei der sechssträngigen E-Maschine im Vergleich zur dreisträngigen zu erwarten ist.

PWM-Interleaving

In Abschnitt 4.3 wird erläutert, dass bei sechsphasigen Wechselrichtern durch eine Verschiebung des Carriersignals des einen dreisträngigen Subsystems um 90° (PWM-Interleaving) eine deutliche Reduzierung des Wechselstromanteils im Kondensator erreicht werden kann. In Bild 3.12 sind die beiden Carriersignale mit Interleaving für eine Schaltfrequenz von $f_s = 10 \text{ kHz}$ dargestellt.

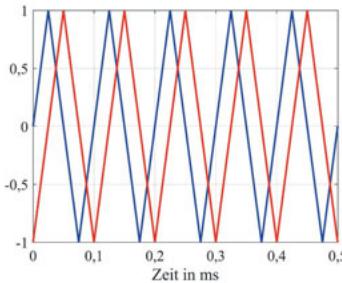


Bild 3.12: Carriersignal mit Interleaving

Der Kondensator kann dadurch kleiner dimensioniert werden. Welche Auswirkungen das Interleaving auf die hochfrequenten Oberschwingungsverluste in der E-Maschine hat, wird im Folgenden untersucht. In Tabelle 3.2 ist dargestellt, wie die Strangspannung mit Interleaving in die beiden d-Systeme abgebildet wird. Der Interleavingwinkel im ersten dreisträngigen System (u_{abc}) beträgt $\varphi_l = 90^\circ$, im zweiten System (u_{def}) ist der Interleavingwinkel $\varphi_l = 0^\circ$.

Tabelle 3.2: Hochfrequente Spannungsoberschwingungen in den d-Achsen mit Interleaving

$u = \hat{u} \cdot \sin(x)$	$u_{d1\mu} = \hat{u}_{d\mu} \cdot \sin(x_{d1})$	$u_{d2\mu} = \hat{u}_{d\mu} \cdot \sin(x_{d2})$	$\Delta\varphi_{d1,d2}$
$x = \omega_s t + \varphi_l - 2(\omega_l t + \varphi)$	$x_{d1} = \omega_s t + 90^\circ - 3\omega_l t$	$x_{d2} = \omega_s t - 3(\omega_l t - 30^\circ)$	0°
$x = \omega_s t + \varphi_l - 4(\omega_l t + \varphi)$	$x_{d1} = \omega_s t + 90^\circ + 3\omega_l t$	$x_{d2} = \omega_s t + 3(\omega_l t - 30^\circ)$	180°
$x = \omega_s t + \varphi_l + 2(\omega_l t + \varphi)$	$x_{d1} = 2\omega_s t + 2 \cdot 90^\circ$	$x_{d2} = 2\omega_s t$	180°
$x = \omega_s t + \varphi_l + 4(\omega_l t + \varphi)$	$x_{d1} = 2(\omega_s t + 90^\circ) - 6\omega_l t$	$x_{d2} = 2\omega_s t - 6(\omega_l t - 30^\circ)$	0°
$x = 2(\omega_s t + \varphi_l) - (\omega_l t + \varphi)$			
$x = 2(\omega_s t + \varphi_l) + (\omega_l t + \varphi)$			
$x = 2(\omega_s t + \varphi_l) - 5(\omega_l t + \varphi)$			
$x = 2(\omega_s t + \varphi_l) - 7(\omega_l t + \varphi)$			
$x = 2(\omega_s t + \varphi_l) + 5(\omega_l t + \varphi)$	$x_{d1} = 2(\omega_s t + 90^\circ) + 6\omega_l t$	$x_{d2} = 2\omega_s t + 6(\omega_l t - 30^\circ)$	0°
$x = 2(\omega_s t + \varphi_l) + 7(\omega_l t + \varphi)$			

Hierdurch entstehen Phasendifferenzen von $\Delta\varphi_{d1,d2} = 0^\circ$ und $\Delta\varphi_{d1,d2} = 180^\circ$. Analog gilt dies auch für die q-Achsen. In Bild 3.13 ist die Fourieranalyse der beiden Spannungsdifferenzen im dq-System mit und ohne Interleaving für einen Betriebspunkt mit einem Modulationsgrad von $M = 0,5$ dargestellt.

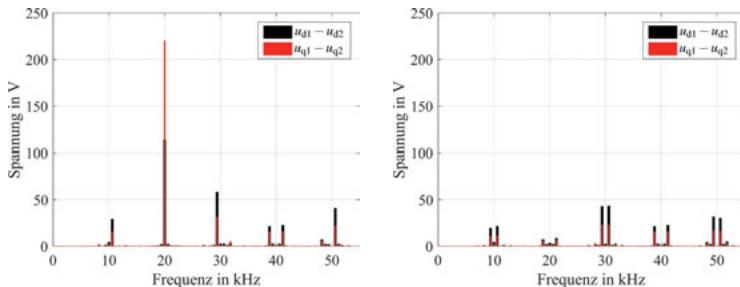


Bild 3.13: Fourieranalyse der Differenzspannungen mit Interleaving (links) und ohne Interleaving (rechts)

Ohne Interleaving entstehen im dq-System Spannungen mit der Frequenz $2\omega_s t$ und einer Phasendifferenz von $\Delta\varphi_{d1,d2} = 0^\circ$. Dadurch ergibt sich bei diesen Frequenzen keine Differenzspannung, und es bildet sich ein Hauptfeld aus. Durch das Interleaving ändert sich die Phasendifferenz dieser Spannungen zu $\Delta\varphi_{d1,d2} = 180^\circ$. Dies bedeutet, dass eine maximale Differenzspannung entsteht und kein Hauptfeld erzeugt wird. Die Oberschwingungsimpedanz der E-Maschine ist entsprechend gering, was vergleichsweise hohe Oberschwingungsströme zur Folge hat. Da die Spannungsamplitude dieser Frequenz bei einem Modulationsgrad von $M \leq 0,9$ das Spannungsspektrum dominiert (Bild 3.9), entstehen durch das Interleaving bei diesen Modulationsgraden deutlich höhere Verluste in der E-Maschine.

Die Strangspannungen mit den Frequenzen $2\omega_s t \pm 5\omega_1 t$ und $2\omega_s t \pm 7\omega_1 t$ erzeugen dagegen in beiden d- und q-Systemen durch das Interleaving phasengleiche Schwingungen der Frequenz $2\omega_s t \pm 6\omega_1 t$. Dadurch entsteht keine Differenzspannung und die Oberschwingungsverluste bei diesen Frequenzen sind durch das Interleaving deutlich geringer als ohne Interleaving. Die Spannungsamplituden dieser Frequenzen treten erst bei einem Modulationsgrad $M \geq 0,8$ relevant in Erscheinung (Bild 3.9). Die Summe der Verluste, die durch Strangspannungen der Frequenzen $\omega_s t \pm 2\omega_1 t$ und $\omega_s t \pm 4\omega_1 t$ entstehen, werden durch das Interleaving nicht beeinflusst. Mit Interleaving erzeugt jeweils das eine Seitenband ein Hauptfeld und das andere nicht. Ohne Interleaving erzeugt jedes Seitenband anteilig ein Hauptfeld und ein Streufeld ($\Delta\varphi_{d1,d2} = 90^\circ$). Insgesamt ist zu erwarten, dass die hochfrequenten Oberschwingungsverluste in der E-Maschine durch das Interleaving steigen, da deutlich höhere Differenzspannungen entstehen. Dies wird in Abschnitt 6.3.2 durch Messungen bestätigt. Aus diesem Grund sollte das PWM-Interleaving nur in den Betriebspunkten eingeschaltet werden, in denen dies für einen bauraum- und kostenoptimierten Kondensator erforderlich ist. Hierauf wird in Abschnitt 5.2.2 näher eingegangen.

4 Komponentenmodelle des Antriebsstrangs

Zur Berechnung des Betriebsverhaltens von Elektro- und Hybridfahrzeugen wurde in enger Kooperation mit Heseding [9] eine Antriebsstrangsimsulationssoftware (Powertrain Simulator) entwickelt, welche das elektrische, elektromagnetische und thermische Verhalten der Einzelkomponenten im Antriebsstrang berechnen kann. Die Software ermöglicht einen quantitativen Vergleich von unterschiedlichen Antriebsstrangtopologien und -komponenten bei unterschiedlichen Betriebsstrategien. Der Fokus der Software liegt vor allem in der Berechnung des Gesamtsystems in Fahrzyklen und in ausgewählten Betriebspunkten. Der Gesamtfahrzeugsimulator besteht aus mehreren Teilmodellen (Fahrzeug, E-Maschine, Wechselrichter und Batterie), welche unabhängig voneinander modifiziert und validiert werden können. In Bild 4.1 ist das Ablaufdiagramm des Powertrain Simulators dargestellt.

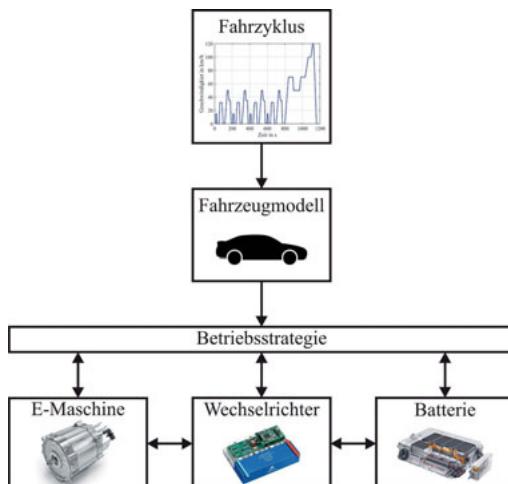


Bild 4.1: Ablaufdiagramm des Powertrain Simulators

Ausgehend vom vorgegebenen Fahrzyklus wird mit dem Fahrzeugmodell die Drehzahl-Drehmoment-Anforderung in jedem Betriebspunkt berechnet, wobei das elektrische und das magnetische Verhalten aufgrund der hohen Zeitkonstanten des mechanischen Systems als quasistationär unterstellt wird. Anhand von Kennfeldern der E-Maschinen werden die lastpunktabhängigen elektrischen Größen (z.B. Strom, Spannung, Einzelverluste) im jeweiligen Betriebspunkt ermittelt. Dabei können E-Maschinenkennfelder von permanentmagneterregten Synchronmaschinen und Induktionsmaschinen verwendet werden. Der Gesamtfahrzeugsimulator enthält transiente thermische Modelle der genannten E-Maschinentypen, sodass auch das thermische Verhalten in einem Fahrzyklus berechnet werden kann. Die Betriebsstrategie überwacht die Temperaturen der E-Maschine und der Leistungselektronik und begrenzt bei Überschreitung der maximal zulässigen Temperatur das Drehmoment der E-Maschine. Dies führt gegebenenfalls zu Abweichungen zwischen dem geforderten und dem erreichten Fahrzyklus. Die Betriebspunkte und Verluste des Wechselrichters und der Batterie können mithilfe der elektrischen Größen aus den E-Maschinenkennfeldern und einer wählbaren Betriebsstrategie stationär und quasistationär berechnet werden. Das Programm berechnet auch die wechselseitigen Rückwirkungen der Antriebsstrangkomponenten. Dabei wird der Einfluss der lastabhängigen Batteriespannung auf den Wechselrichter und die E-Maschine sowie der Einfluss der Wechselrichterspeisung auf die Verluste in der E-Maschine berücksichtigt. Über die Berechnung von Fahrzyklen hinaus können mithilfe der thermischen Modelle Dauerleistungskennlinien für den Antrieb bestimmt und Kennfelder für den gesamten Antriebsstrang erstellt werden. Im folgenden Abschnitt werden die Einzelkomponentenmodelle des Gesamtfahrzeugsimulators vorgestellt.

4.1 Fahrzeugmodell

Ein Fahrzyklus wird durch die Fahrzeuggeschwindigkeit und die Fahrbahnsteigung in jedem Zykluszeitschritt definiert. Anhand dieser Vorgabe kann mithilfe des Fahrwiderstandsmoments am Rad M_{Rad} , der Getriebeübersetzung \ddot{u} , der Fahrzeuggeschwindigkeit v_F und des dynamischen Radradius r_{dyn} das erforderliche Drehmoment M_{EM} und die Drehzahl n_{EM} der E-Maschine ermittelt werden als

$$M_{\text{EM}} = \frac{M_{\text{Rad}}}{\ddot{u}} \quad (4.1)$$

$$n_{\text{EM}} = \frac{v_F \cdot \ddot{u}}{2\pi \cdot r_{\text{dyn}}} \quad (4.2)$$

Das Reibmoment im Getriebe wird dabei vernachlässigt. Für das Fahrzeugmodell wird ein Einspurmodell verwendet [41]. Das Fahrwiderstandsmoment am Rad besteht aus dem Rollwiderstandsmoment M_{Roll} , dem Luftwiderstandsmoment M_{Luft} , dem Fahrbahnsteigungswiderstandsmoment M_S und dem Beschleunigungsmoment M_{Besch} entsprechend

$$M_{\text{Rad}} = M_{\text{Roll}} + M_{\text{Luft}} + M_S + M_{\text{Besch}} \quad (4.3)$$

Das Rollwiderstandsmoment wird mithilfe des Rollwiderstandscoeffizienten c_r , der Fahrzeuggmasse m_F , der Erdbeschleunigungskonstante g und des Fahrbahnsteigungswinkels α_S berechnet

nach

$$M_{\text{Roll}} = c_r \cdot m_F \cdot g \cdot \cos(\alpha_S) \cdot r_{\text{dyn}}. \quad (4.4)$$

Das Luftwiderstandsmoment lässt sich mithilfe der Stirnfläche des Fahrzeugs A_F , des Luftwiderstandsbeiwerts c_w , der Luftdichte ρ_{Luft} , der Fahrzeuggeschwindigkeit v_F und des dynamischen Radradius r_{dyn} berechnen zu

$$M_{\text{Luft}} = \frac{A_F}{2} \cdot c_w \cdot \rho_{\text{Luft}} \cdot v_F^2 \cdot r_{\text{dyn}}. \quad (4.5)$$

Das Fahrbahnsteigungswiderstandsmoment lässt sich mithilfe des Fahrzeuggewichts m_F und des Fahrbahnsteigungswinkels α_S ermitteln als

$$M_S = m_F \cdot g \cdot \sin(\alpha_S) \cdot r_{\text{dyn}}. \quad (4.6)$$

Das Beschleunigungsmoment lässt sich mithilfe des auf die Antriebsachse bezogenen Massenträgheitsmoments J und der Fahrzeugbeschleunigung a_F berechnen zu

$$M_{\text{Besch}} = \frac{J \cdot a_F}{r_{\text{dyn}}}. \quad (4.7)$$

Das auf die Antriebsachse des Fahrzeugs bezogene Massenträgheitsmoment J beinhaltet das Massenträgheitsmoment des Fahrzeugs J_F , das Massenträgheitsmoment der vier rotierenden Räder J_{Rad} und das Massenträgheitsmoment der E-Maschine J_{EM} entsprechend

$$J = J_F + J_{\text{Rad}} + J_{\text{EM}} \cdot \ddot{u}^2 \quad (4.8)$$

mit

$$J_F = m_F \cdot r_{\text{dyn}}^2 \quad (4.9)$$

und

$$J_{\text{rad}} = \frac{1}{2} \cdot 4 \cdot m_{\text{Rad}} \cdot r_{\text{dyn}}^2. \quad (4.10)$$

Das Massenträgheitsmoment der E-Maschine J_{EM} wird bei der Dimensionierung der E-Maschine berechnet.

Zur Validierung des Fahrzeugmodells wurden die Messdaten von mehreren am Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik (IAL) durchgeführten Versuchsfahrten mit einem VW eUp! ausgewertet. Hierbei wurde die Fahrzeuggeschwindigkeit sowie das Drehmoment der E-Maschine mit dem eingebauten Fahrzeug-Datenlogger ausgelesen. Im Anschluss wurden Simulationen mit den Fahrzeugdaten und dem Geschwindigkeitsprofil der Versuchsfahrten durchgeführt und mit den Messdaten verglichen. In Bild 4.2 ist das Geschwindigkeitsprofil der 1. Versuchsfahrt und das Drehmoment der E-Maschine dargestellt. Die 1. Versuchsfahrt bestand aus starken Beschleunigungsmanövern bei geringer Geschwindigkeit. Der Vergleich des gemessenen Drehmoments mit dem aus der Simulation berechneten zeigt eine gute Übereinstimmung. Lediglich bei starken Verzögerungen zeigen sich Abweichungen, welche auf eine von der Simulation abweichende Rekuperationsstrategie des Testfahrzeugs zurückzuführen sind.

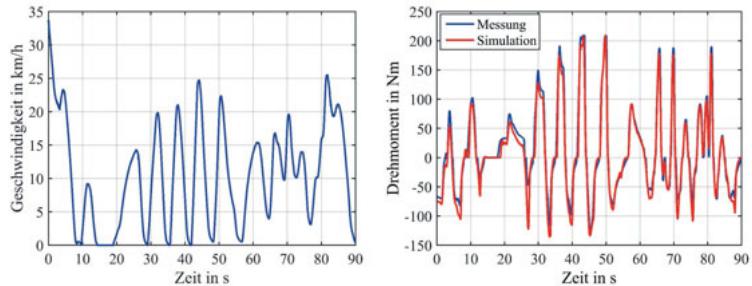


Bild 4.2: Geschwindigkeit (links) und Drehmoment (rechts) der 1. Versuchsfahrt

In Bild 4.3 ist eine 2. Versuchsfahrt mit hoher Geschwindigkeit dargestellt. Auch bei hohen Fahrzeuggeschwindigkeiten kann mit dem vereinfachten Fahrzeugmodell eine ausreichende Genauigkeit des in der Simulation berechneten Drehmoments der E-Maschine im Vergleich zur Messung erreicht werden.

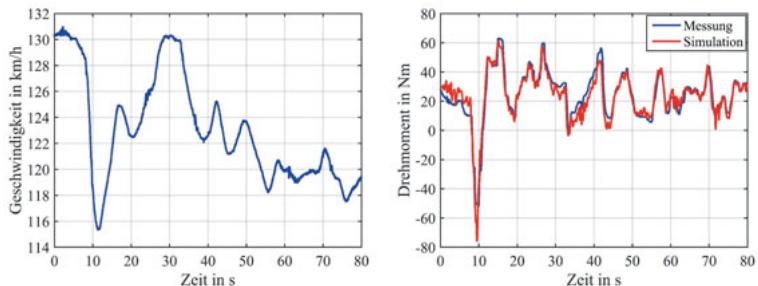


Bild 4.3: Geschwindigkeit (links) und Drehmoment (rechts) der 2. Versuchsfahrt

Anhand des validierten Fahrzeugmodells können für unterschiedliche Fahrzeuge und Beschleunigungsanforderungen die jeweiligen Leistungs- und Drehmomentanforderungen an die E-Maschine ermittelt werden. Dies ermöglicht eine gezielte Dimensionierung der E-Maschinen-Baureihe.

4.2 E-Maschine

Im Gesamtfahrzeugsimulator sind thermische Modelle der E-Maschinen hinterlegt, welche mithilfe der Einzelverlustkennfelder und der Geometriedaten der E-Maschine das thermische Verhalten der E-Maschine im Fahrzyklus berechnen können. Im folgenden Abschnitt werden diese Modelle sowie die Programme zur Berechnung der Einzelverlustkennfelder näher erläutert.

4.2.1 Elektromagnetische Modelle

Permanentmagneterregte Synchronmaschine

Die Einzelverlustkennfelder von permanentmagneterregten Synchronmaschinen wurden für diese Arbeit mit dem am IAL entwickelten Programm „PMOK“ [42, 43] ermittelt. Mithilfe des FEM-Programms „FEMAG-DC“ [44] wurden die notwendigen Maschinenparameter numerisch identifiziert. Im Anschluss erfolgte in „PMOK“ eine analytische Berechnung der Ummagnetisierungsverluste und die Weiterverarbeitung der FEM-Ergebnisse mit anschließender Berechnung der wirkungsgradoptimierten Kennfelder. Eine Variation der Strangzahl ist in „FEMAG-DC“ möglich. Die Kennfelder wurden für eine vorgegebene Wicklungs- und Magnettemperatur berechnet. In Bild 4.4 sind beispielhaft die mit „PMOK“ berechneten Ständerstromwärmeverluste und Ummagnetisierungsverluste einer PMSM in Abhängigkeit von der Drehzahl und dem Drehmoment dargestellt.

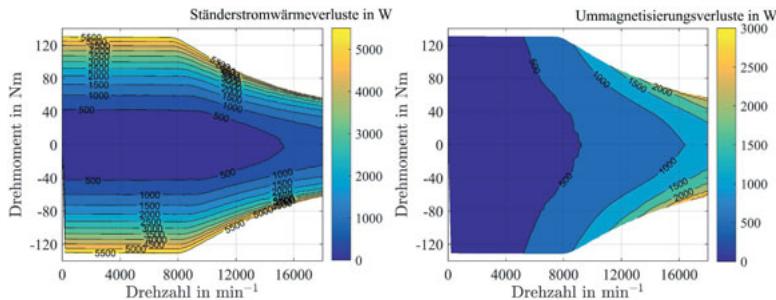


Bild 4.4: Ständerstromwärmeverluste (links) und Ummagnetisierungsverluste (rechts) einer PMSM

Die oben genannten Programme berücksichtigen jedoch nur die Grundschwingungsverluste. Die durch die Wechselrichterspeisung in der E-Maschine entstehenden hochfrequenten Oberschwingungsverluste müssen nachträglich mit dem in Abschnitt 3.3 vorgestellten Verfahren berechnet werden.

Die Stromwärmeverluste sind außerdem temperaturabhängig und müssen während einer thermischen Berechnung fortlaufend nachgeführt werden. Dies erfolgt im thermischen Modell der PMSM anhand einer Anpassung des Wicklungswiderstands R mithilfe des linearen Temperaturkoeffizienten α_{20} entsprechend

$$R = R_{20} \cdot (1 + \alpha_{20} \cdot (\vartheta - 20^\circ\text{C})). \quad (4.11)$$

Der Einfluss der Magnettemperatur auf das Betriebsverhalten und die Einzelverluste kann nicht analytisch berechnet werden. Aus diesem Grund wurden numerische Berechnungen für unterschiedliche Magnettemperaturen durchgeführt und die jeweiligen Kennfelder hinterlegt. Während einer thermischen Simulation erfolgt zur Ermittlung der aktuellen Kennfeldparameter eine Interpolation zwischen zwei Kennfeldern unterschiedlicher Magnettemperatur. Dieses Verfahren wurde bereits in [45] vorgestellt.

Induktionsmaschine

Die Einzelverlustkennfelder von Induktionsmaschinen wurden in dieser Arbeit mit dem am IAL entwickelten Programm „ASYN“ [46] berechnet. Die Ermittlung der sättigungsabhängigen Leerlaufkennlinie erfolgte numerisch mit dem Programm „FEMAG-DC“. Die Ergebnisse der numerischen Leerlaufberechnung werden in „ASYN“ zur analytischen Berechnung des Betriebsverhaltens der Induktionsmaschine verwendet. Das Programm ist in der Lage, Induktionsmaschinen mit symmetrischen Mehrphasenwicklungen zu berechnen und ist daher auch für die Untersuchung einer Strangzahlskalierung geeignet. Es können für eine feste Stator- und Rotortemperatur wirkungsgradoptimale Kennfelder berechnet werden. In Bild 4.5 sind beispielhaft die mit „ASYN“ berechneten Ständerstrom- und Läuferstromwärmeverluste einer IM in Abhängigkeit von der Drehzahl und dem Drehmoment dargestellt.

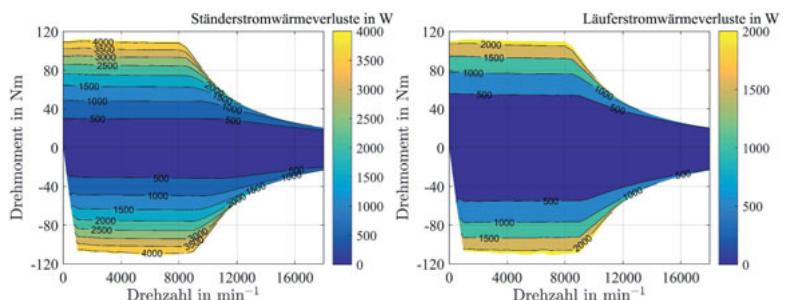


Bild 4.5: Ständerstromwärmeverluste (links) und Läuferstromwärmeverluste (rechts) einer IM

Die Stromwärmeverluste in der Ständerwicklung und im Käfigläufer sind temperaturabhängig und müssen während einer thermischen Berechnung fortlaufend mithilfe der Gleichung (4.11) nachgeführt werden. Für die transiente thermische Berechnung mit dem Powertrain Simulator

müssen daher ASYN-Kennfelder für unterschiedliche Rotor- und Statorwicklungstemperaturen ermittelt werden, zwischen denen dann interpoliert wird. Die hochfrequenten Oberschwingungsverluste durch die Wechselrichterspeisung werden wie auch bei der PMSM mit dem in Abschnitt 3.3 entwickelten Verfahren berechnet.

4.2.2 Thermische Modelle

Zur Berechnung des thermischen Verhaltens der E-Maschine wurde ein Wärmequellennetzwerk erstellt, welches im Folgenden näher erläutert wird. Das Wärmequellennetzwerk kann in ein Differenzialgleichungssystem (DGL) überführt werden [47, 48]. Die Einzelverlustleistungen werden konzentriert in der Mitte eines Teilkörpers der Maschine angenommen. Das Vorgehen zur Erstellung der DGL in Matrixform soll anhand eines Beispielnetzwerks erläutert werden (Bild 4.6).

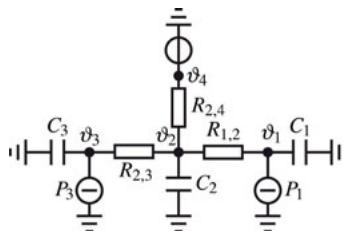


Bild 4.6: Thermisches Beispielnetzwerk

Die allgemeine Gleichung des thermischen Netzwerks lautet

$$\frac{d\vartheta_i}{dt} = \frac{1}{C_i} \left(P_i - \sum_{j=1}^n \frac{\vartheta_i - \vartheta_j}{R_{i,j}} \right). \quad (4.12)$$

Die thermischen Kapazitäten der einzelnen Teilkörper lassen sich aus dem Produkt der spezifischen Wärmekapazität c , dem Volumen des Teilkörpers V und der Materialdichte ρ berechnen zu

$$C_{th} = c \cdot V \cdot \rho. \quad (4.13)$$

Stellt man die Differenzialgleichung (4.12) in Matrixform auf, ergibt sich

$$\frac{d\vec{\vartheta}}{dt} = \mathbf{C}_{th}^{-1} \cdot \vec{P} - \mathbf{C}_{th}^{-1} \cdot \mathbf{G}_{th} \cdot \vec{\vartheta}. \quad (4.14)$$

Mithilfe des Temperaturvektors

$$\vec{\vartheta} = \begin{pmatrix} \vartheta_1 \\ \vartheta_2 \\ \vdots \\ \Delta\vartheta_n \end{pmatrix}, \quad (4.15)$$

des Wärmestromquellenvektors

$$\vec{P} = \begin{pmatrix} P_1 \\ P_2 \\ \vdots \\ P_n \end{pmatrix}, \quad (4.16)$$

der thermischen Kapazitätsmatrix

$$\mathbf{C}_{th} = \begin{pmatrix} C_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & C_2 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & C_n \end{pmatrix} \quad (4.17)$$

und der Leitwertmatrix

$$\mathbf{G}_{th} = \begin{pmatrix} \sum_{i=1}^n G_{1,i} & -G_{1,2} & \dots & -G_{1,n} \\ -G_{2,1} & \sum_{i=1}^n G_{2,i} & \dots & -G_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -G_{n,1} & -G_{n,2} & \dots & \sum_{i=1}^n G_{n,i} \end{pmatrix} \quad (4.18)$$

kann das DGL-System gelöst werden. Für das Beispielnetzwerk ergibt sich die Leitwertmatrix zu:

$$\mathbf{G}_{th} = \begin{pmatrix} G_{1,2} & -G_{1,2} & 0 \\ -G_{2,1} & G_{2,1} + G_{2,3} + G_{2,4} & -G_{2,3} \\ 0 & -G_{3,2} & G_{3,2} \end{pmatrix} \quad (4.19)$$

wobei $G_{j,i} = G_{i,j}$ gilt.

Thermisches Modell einer permanentmagneterregten Synchronmaschine

In Bild 4.7 ist das erarbeitete thermische Modell einer PMSM dargestellt.

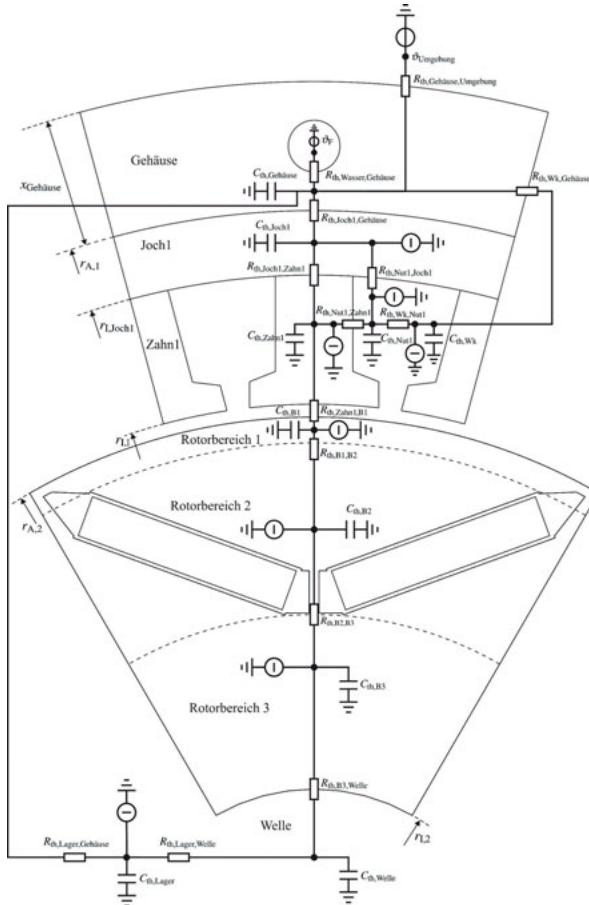


Bild 4.7: Thermisches Modell einer PMSM

Die im thermischen Modell der PMSM verwendeten Knotenpunkte und die dazugehörigen Wärmekapazitäten sind in Tabelle 4.1 aufgelistet.

Tabelle 4.1: Kontenpunkte und Wärmekapazitäten im thermischen Modell der PMSM

Knotenpunkt	Wärmekapazität
Gehäuse	$C_{th,Gehäuse}$
Statorjoch	$C_{th,Joch1}$
Statorzahn	$C_{th,Zahn1}$
Statornut	$C_{th,Nut1}$
Statorwicklungskopf	$C_{th,Wk}$
Rotorbereich 1	$C_{th,B1}$
Rotorbereich 2	$C_{th,B2}$
Rotorbereich 3	$C_{th,B3}$
Rotorwelle	$C_{th,Welle}$
Kugellager	$C_{th,Lager}$

Die Materialeigenschaften zur Berechnung der thermischen Widerstände und Kapazitäten sind die Tabelle 4.2 dargestellt.

Tabelle 4.2: Materialeigenschaften für das thermische Modell

Material	thermische Leitfähigkeit λ in $W/(m \cdot K)$	spezifische Wärmekapazität c in $Ws/(kg \cdot K)$	Dichte ρ in kg/m^3
Eisen (Welle)	50	450	7750
Blechpaket	20	450	7750
Kupfer	370	386	8960
Aluminium	209	897	2700
Wasser bei $\vartheta = 70^\circ C$	0,66	4190	978
Luft bei $\vartheta = 100^\circ C$	0,0314	1005	1,2
Magnet	9	440	7400

Im Folgenden wird die Berechnung der thermischen Widerstände vorgestellt. Die Berechnungsvorschriften wurden der Literatur entnommen [47, 49, 50, 51, 52, 53].

Thermischer Widerstand zwischen Gehäuse und der Umgebung

Der thermische Widerstand zwischen dem Gehäuse und der Umgebung wird durch freie Konvektion und den Wärmeübergangskoeffizienten $\alpha_{free} = 5 - 10 \frac{W}{m^2 K}$ bestimmt [49]. Der thermische

Widerstand wird mithilfe des Außenradius des Ständerblechpaketes r_{A1} , der Gehäusewandstärke $x_{\text{Gehäuse}}$ und der Gehäuselänge $l_{\text{Gehäuse}}$ berechnet als

$$R_{\text{th,Gehäuse,Umgebung}} = \frac{1}{\alpha_{\text{free}} \cdot \left(2\pi \cdot (r_{A,1} + x_{\text{Gehäuse}}) \cdot l_{\text{Gehäuse}} + 2\pi \cdot (r_{A,1} + x_{\text{Gehäuse}})^2 \right)}. \quad (4.20)$$

Thermischer Widerstand zwischen Gehäuse und Kühlwasser

Der Wärmeübergang zwischen dem Kühlwasser und dem Gehäuse erfolgt durch erzwungene Konvektion und berechnet sich nach

$$R_{\text{th,Wasser,Gehäuse}} = \frac{1}{\alpha_{\text{Kühlkanal}} \cdot A_{\text{Kühlkanal}}}. \quad (4.21)$$

Die Manteloberfläche des Kühlkanals

$$A_{\text{Kühlkanal}} = \pi \cdot d_{\text{Kühlkanal}} \cdot l_{\text{Kühlkanal}} \quad (4.22)$$

wird mithilfe des Kühlkanaldurchmessers $d_{\text{Kühlkanal}}$ und der Kühlkanallänge $l_{\text{Kühlkanal}}$ berechnet. Die Länge des Kühlkanals wird mithilfe der Anzahl der Kühlkanäle $n_{\text{Kühlkanal}}$ und der Gehäuseabmessungen bestimmt zu

$$l_{\text{Kühlkanal}} = 2\pi \cdot \left(r_{A,1} + \frac{1}{2} \cdot x_{\text{Gehäuse}} \right) \cdot n_{\text{Kühlkanal}}. \quad (4.23)$$

Der Wärmeübergangskoeffizient berechnet sich mithilfe der thermischen Leitfähigkeit des Fluids λ_F und der Nusselt-Zahl $Nu_{\text{Kühlkanal}}$ zu

$$\alpha_{\text{Kühlkanal}} = \frac{Nu_{\text{Kühlkanal}} \cdot \lambda_F}{d_{\text{Kühlkanal}}}. \quad (4.24)$$

Die Nusselt-Zahl lässt sich für laminare und für turbulente Rohrströmungen bestimmen. Der Übergang von laminarer in turbulente Rohrströmung wird mit der kritischen Reynolds-Zahl $Re_{\text{kritisch}} = 2300$ festgelegt [47, 49]. Die Reynolds-Zahl $Re_{\text{Kühlkanal}}$ für eine erzwungene Rohrströmung berechnet sich mit der Durchflussgeschwindigkeit v und der kinematischen Viskosität des Fluids ν_F zu

$$Re_{\text{Kühlkanal}} = \frac{4 \cdot v}{\pi \cdot \nu_F \cdot d_{\text{Kühlkanal}}}. \quad (4.25)$$

Sinkt die Reynolds-Zahl unter den kritischen Wert, bildet sich eine laminare Rohrströmung aus, und die Nusselt-Zahl wird nach

$$Nu_{\text{Kühlkanal}} = 3,66 + \frac{0,0668 \cdot Re_{\text{Kühlkanal}} \cdot Pr \cdot \frac{d_{\text{Kühlkanal}}}{l_{\text{Kühlkanal}}}}{1 + 0,045 \cdot \left(Re_{\text{Kühlkanal}} \cdot Pr \cdot \frac{d_{\text{Kühlkanal}}}{l_{\text{Kühlkanal}}} \right)^{\frac{2}{3}}} \quad (4.26)$$

berechnet. Ist die Reynolds-Zahl größer als der kritische Wert, wird eine turbulente Rohrströmung angenommen, und die Nusselt-Zahl lässt sich wie folgt berechnen als

$$Nu_{\text{Kühlkanal}} = 0,0235 \cdot (Re_{\text{Kühlkanal}}^{0,8} - 230) \cdot (1,8 \cdot Pr^{0,3} - 0,8) \cdot \left[1 + \left(\frac{d_{\text{Kühlkanal}}}{l_{\text{Kühlkanal}}} \right)^{\frac{2}{3}} \right]. \quad (4.27)$$

Die Prandtl-Zahl wird mithilfe der Materialdaten des Fluids berechnet zu

$$Pr = \frac{V_F \cdot \rho_F \cdot c_F}{\lambda_F}. \quad (4.28)$$

Thermischer Widerstand zwischen Gehäuse und Ständerjoch

Der thermische Widerstand vom Gehäuse bis zur Mitte des Ständerjochs wird nach

$$R_{\text{th},\text{Joch1,Gehäuse}} = \frac{1}{2} \cdot R_{\text{WL,Joch1}} + R_{\text{Kont,Joch1,Gehäuse}} \quad (4.29)$$

berechnet. Die Gehäusetemperatur wird als homogen angenommen, wodurch die Wärmeleitung im Gehäuse vernachlässigt werden kann. Der Wärmeleitwiderstand des Ständerjochs wird mithilfe des Innenradius des Ständerjochs $r_{\text{I,Joch1}}$, des Eisenfüllfaktors k_{Fe} und der Wärmeleitfähigkeit des Elektroblechs λ_{BL} zu

$$R_{\text{WL,Joch1}} = \frac{\ln \left(\frac{r_{\text{A,1}}}{r_{\text{I,Joch1}}} \right)}{2\pi \cdot \lambda_{BL} \cdot k_{Fe} \cdot l_{Fe}} \quad (4.30)$$

berechnet. Durch die Oberflächenrauheit ist der Kontakt zwischen dem Gehäuse und dem Joch nicht ideal. Es wird eine mittlere Spalthöhe x_{Kont} angenommen, mit der der Kontaktwiderstand zwischen Gehäuse und Joch berechnet werden kann zu

$$R_{\text{Kont,Joch1,Gehäuse}} = \frac{\ln \left(\frac{r_{\text{A,1}} + x_{\text{Kont}}}{r_{\text{A,1}}} \right)}{2\pi \cdot l_{Fe} \cdot \lambda_{Luft}}. \quad (4.31)$$

Abhängig von der Fertigungstechnik und des Gehäusematerials kann die Spalthöhe im Bereich von $x_{\text{Kont}} = 10 - 75 \mu\text{m}$ angenommen werden [50, 51].

Thermischer Widerstand zwischen Ständerjoch und Ständerzähnen

Der thermische Widerstand von der Mitte des Ständerjochs bis zur Mitte der Ständerzähne wird nach

$$R_{\text{th},\text{Joch1,Zahn1}} = \frac{1}{2} \cdot R_{\text{WL,Zahn1}} + \frac{1}{2} \cdot \frac{b_{\text{Zahn1}}}{\tau_{\text{Nut1}}} \cdot R_{\text{WL,Joch1}} \quad (4.32)$$

berechnet. Dabei wird das Verhältnis der Zahnbreite zur Ständernutteilung $\frac{b_{\text{Zahn1}}}{\tau_{\text{Nut1}}}$ berücksichtigt. Der radiale Wärmeleitwiderstand der Ständerzähne wird über

$$R_{\text{WL},\text{Zahn1}} = \frac{\ln\left(\frac{r_{\text{Joch1}}}{r_{1,1}}\right)}{\frac{V_{\text{Zahn1}}}{V_{\text{Zahn+Nut1}}} \cdot 2\pi \cdot \lambda_{\text{BL}} \cdot k_{\text{Fe}} \cdot l_{\text{Fe}}} \quad (4.33)$$

bestimmt. Dabei muss der Volumenanteil der Ständerzähne am gesamten Nut- und Ständerzahnvolumen $\frac{V_{\text{Zahn1}}}{V_{\text{Zahn+Nut1}}}$ ermittelt werden.

Thermische Widerstände zwischen Ständerblechpaket und Ständerwicklung

Die Verlustleistung in der Ständerwicklung kann über zwei thermische Widerstände an das Ständerblechpaket abgegeben werden, zum einen in radialer Richtung an das Ständerjoch und zum anderen in Umfangsrichtung seitlich an die Ständerzähne. Der thermische Widerstand zwischen der Zahnmitte und der Nutmitte berechnet sich über die thermische Parallelschaltung der Nutseiten zu

$$R_{\text{th},\text{Nut1,Zahn1}} = \frac{R_{\text{äq,Nut1,Zahn1}} + \frac{1}{2} \cdot R_{\text{WL,Nut1,y'}} + \frac{1}{2} \cdot R_{\text{WL,Zahn1,y'}}}{2 \cdot N_1}. \quad (4.34)$$

Der thermische Widerstand zwischen der Ständerjochmitte und der Nutmitte kann mittels

$$R_{\text{th},\text{Nut1,Joch1}} = \frac{b_{\text{Nut1}}}{\tau_{\text{Nut1}}} \cdot \frac{1}{2} \cdot R_{\text{WL,Joch1}} + \frac{R_{\text{äq,Nut1,Joch1}} + \frac{1}{2} \cdot R_{\text{WL,Nut1,rad}}}{N_1} \quad (4.35)$$

bestimmt werden. Zur Berechnung der äquivalenten Wärmewiderstände $R_{\text{äq,Nut1,Zahn1}}$ und $R_{\text{äq,Nut1,Joch1}}$ muss eine äquivalente Wärmeleitfähigkeit angegeben werden, welche sich aus Luftein schlüssen in der Nut und der Isolation der Leiter ergibt. Diese äquivalente Wärmeleitfähigkeit $\lambda_{\text{äq1}}$ wird in der Literatur mit $\lambda_{\text{äq1}} = 0,2 - 0,3 \frac{\text{W}}{\text{mK}}$ angegeben [50, 53]. Die äquivalente Breite der Isolationsschicht $x_{\text{äq1}}$ wird mit einem vereinfachten Nutquerschnitt berechnet (Bild 4.8).

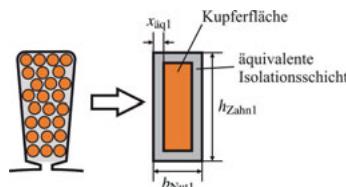


Bild 4.8: Nutquerschnitt mit Wicklung (links) und vereinfachter Nutquerschnitt zur Berechnung des äquivalenten Wärmeleitwiderstands (rechts)

Zur Berechnung der äquivalenten Breite $x_{\text{äq1}}$ muss die Gleichung

$$A_{\text{Nut1}} - A_{\text{Cu1}} = (2 \cdot h_{\text{Zahn1}} + 2 \cdot (b_{\text{Nut1}} - 2 \cdot x_{\text{äq1}})) \cdot x_{\text{äq1}} \quad (4.36)$$

gelöst werden. Die Nutquerschnittsfläche A_{Nut1} besteht aus der Kupferquerschnittsfläche A_{Cu1} , die als rechteckige Fläche in der Mitte des Nutbereichs angenommen wird, und der äquivalenten Isolationsschicht, die diese umschließt. Mit der äquivalenten Breite der Isolationsschicht $x_{\text{äq1}}$ können der Wärmeleitwiderstand zwischen den Ständerzähnen und der Nut

$$R_{\text{äq,Nut1,Zahn1}} = \frac{x_{\text{äq1}}}{\lambda_{\text{äq1}} \cdot h_{\text{Zahn1}} \cdot l_{\text{Fe}}} \quad (4.37)$$

sowie der Wärmeleitwiderstand zwischen dem Ständerjoch und der Nut

$$R_{\text{äq,Nut1,Joch1}} = \frac{x_{\text{äq1}}}{\lambda_{\text{äq1}} \cdot b_{\text{Nut1}} \cdot l_{\text{Fe}}} \quad (4.38)$$

berechnet werden. Der Wärmeleitwiderstand in der Nut in Richtung der Ständerzähne berechnet sich durch

$$R_{\text{WL,Nut1},\gamma} = \frac{b_{\text{Nut1}} - 2 \cdot x_{\text{äq1}}}{\lambda_{\text{Cu}} \cdot h_{\text{Zahn1}} \cdot l_{\text{Fe}}}. \quad (4.39)$$

Der radial in Richtung des Ständerjochs wirkende Wärmeleitwiderstand in der Nut kann nach

$$R_{\text{WL,Nut1,rad}} = \frac{h_{\text{Zahn1}} - 2 \cdot x_{\text{äq1}}}{\lambda_{\text{Cu}} \cdot b_{\text{Nut1}} \cdot l_{\text{Fe}}} \quad (4.40)$$

berechnet werden. Der Wärmeleitwiderstand des Ständerzahns in Umfangsrichtung wird nach der Formel

$$R_{\text{WL,Zahn1},\gamma} = \frac{\tau_{\text{Nut1}} - b_{\text{Nut1}}}{\lambda_{\text{BL}} \cdot h_{\text{Zahn1}} \cdot l_{\text{Fe}} \cdot k_{\text{Fe}}} \quad (4.41)$$

bestimmt.

Thermischer Widerstand vom Wicklungskopf zur Nut

Der Wärmeleitwiderstand von der Mitte des Wicklungskopfs zu einer Nut wird mit

$$R_{\text{WL,Wk,Nut1}} = \frac{\frac{1}{2} \cdot l_{\text{Wk}}}{\lambda_{\text{Cu}} \cdot A_{\text{Cu1}}}. \quad (4.42)$$

berechnet. Dabei wird die mittlere Leiterlänge l_{Wk} des Ständerwicklungskopfs berücksichtigt. Der gesamte thermische Widerstand von der Mitte der Wicklungsköpfe zu allen Nuten ergibt sich durch

$$R_{\text{th,Wk,Nut1}} = \frac{R_{\text{WL,Wk,Nut1}}}{2 \cdot N_1}. \quad (4.43)$$

Thermischer Widerstand vom Wicklungskopf zum Gehäuse

Die beiden Wicklungsköpfe sind radial und axial über thermische Widerstände mit dem Gehäuse verbunden. Durch ein Vergussmaterial (PU) im Wicklungskopfraum wird ggf. eine bessere thermische Anbindung zum Gehäuse erreicht. Der gesamte thermische Widerstand zwischen den Wicklungsköpfen und dem Gehäuse ergibt sich aus der Parallelschaltung des axialen und des radialen Wärmeleitwiderstands zu

$$R_{\text{th},\text{Wk,Gehäuse}} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1}{R_{\text{th},\text{Wk,Gehäuse,ax}}} + \frac{1}{R_{\text{th},\text{Wk,Gehäuse,rad}}} \right). \quad (4.44)$$

Um den thermischen Widerstand von der Mitte eines Wicklungskopfs über die Vergussmasse zum Gehäuse zu bestimmen, wird die Wicklungskopfgeometrie vereinfacht als zylindrischer Ring mit der axialen Länge des Wicklungskopfs x_{Wk} modelliert. Dies ist in Bild 4.9 dargestellt.

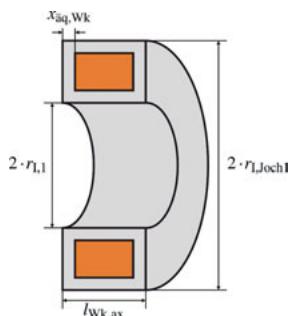


Bild 4.9: Wicklungskopf

Bild 4.10 zeigt eine Skizze des Wicklungskopfraums.

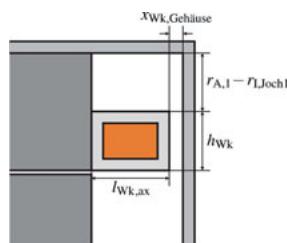


Bild 4.10: Wicklungskopfraum

Der axiale Wärmeleitwiderstand von der Mitte des Wicklungskopfs zum Gehäuse kann nach

$$R_{\text{th},\text{Wk,Geh,ax}} = R_{\text{WL,Wk,ax}} + R_{\text{äq,Wk,ax}} + R_{\text{WL,PU,ax}} \quad (4.45)$$

berechnet werden. Der axiale Wärmeleitwiderstand im Kupfer des Wicklungskopfs berechnet sich zu

$$R_{\text{WL,Wk,ax}} = \frac{\frac{1}{2} \cdot l_{\text{Wk,ax}} - x_{\text{äq,Wk}}}{\lambda_{\text{Cu}} \cdot \pi \cdot (r_{\text{I,Joch1}}^2 - r_{\text{I,1}}^2)}. \quad (4.46)$$

Die äquivalente Breite der Isolationsschicht $x_{\text{äq,Wk}}$ kann mithilfe des bekannten Kupfervolumens im Wicklungskopfraum entsprechend dem Bild 4.9 mit

$$V_{\text{Cu,Wk}} = 2\pi \cdot (l_{\text{Wk,ax}} - 2 \cdot x_{\text{äq,Wk}}) \cdot \left[(r_{\text{I,Joch1}} - x_{\text{äq,Wk}})^2 - (r_{\text{I,1}} + x_{\text{äq,Wk}})^2 \right] \quad (4.47)$$

ermittelt werden. Der äquivalente Wärmewiderstand durch das Isolationsmaterial des Wicklungskopfs berechnet sich zu

$$R_{\text{äq,Wk,ax}} = \frac{x_{\text{äq,Wk}}}{\lambda_{\text{äq1}} \cdot \pi \cdot (r_{\text{I,Joch1}}^2 - r_{\text{I,1}}^2)}. \quad (4.48)$$

Der axiale Wärmewiderstand zwischen Wicklungskopfende und dem Gehäuse wird durch die Wärmeleitfähigkeit des Vergussmaterials λ_{PU} und den Abstand des Wicklungskopfs zum Gehäuse $x_{\text{Wk,Gehäuse}}$ bestimmt als

$$R_{\text{WL,PU,ax}} = \frac{x_{\text{Wk,Gehäuse}}}{\lambda_{\text{PU}} \cdot \pi \cdot (r_{\text{I,Joch1}}^2 - r_{\text{I,1}}^2)}. \quad (4.49)$$

Ist der Wicklungskopfraum nicht vergossen, gilt $\lambda_{\text{PU}} = \lambda_{\text{Luft}}$. Der axiale Abstand zwischen dem Gehäuse und dem Wicklungskopfende berechnet sich mithilfe der Blechpaketlänge l_{Fe} , des Lagerabstand l_{Lager} und der axialen Länge eines Wicklungskopfs $l_{\text{Wk,axial}}$ zu

$$x_{\text{Wk,Gehäuse}} = \frac{l_{\text{Lager}} - l_{\text{Fe}}}{2} - l_{\text{Wk,ax}}. \quad (4.50)$$

Der radiale Wärmeleitwiderstand von der Mitte des Wicklungskopfs zum Gehäuse wird nach

$$R_{\text{th},\text{Wk,Gehäuse,rad}} = R_{\text{WL,Wk,rad}} + R_{\text{äq,Wk,rad}} + R_{\text{WL,PU,rad}} \quad (4.51)$$

berechnet. Der radiale Wärmeleitwiderstand im Kupfer des Wicklungskopfs ergibt sich zu

$$R_{\text{WL,Wk,rad}} = \frac{\ln \left(\frac{r_{\text{I,Joch1}}}{r_{\text{I,Joch1}} - \frac{1}{2} \cdot h_{\text{Wk}}} \right)}{2\pi \cdot \lambda_{\text{Cu}} \cdot l_{\text{Wk,ax}}} \quad (4.52)$$

mit

$$h_{\text{Wk}} = r_{\text{I,Joch1}} - r_{\text{I,1}}. \quad (4.53)$$

Der radiale äquivalente Wärmeleitwiderstand der Isolationsschicht wird mit

$$R_{\text{äq},\text{Wk,rad}} = \frac{\ln\left(\frac{r_{\text{I,Joch1}}}{r_{\text{I,Joch1}} - x_{\text{äq,Wk}}}\right)}{2\pi \cdot \lambda_{\text{äq}} \cdot l_{\text{Wk,ax}}} \quad (4.54)$$

berechnet. Der Wärmeleitwiderstand vom Vergussmaterial zum Gehäuse ergibt sich zu

$$R_{\text{WL,PU,rad}} = \frac{\ln\left(\frac{r_{\text{A},1}}{r_{\text{I,Joch1}}}\right)}{2\pi \cdot \lambda_{\text{PU}} \cdot l_{\text{Wk,ax}}}. \quad (4.55)$$

Thermischer Widerstand vom Ständerzahn zum Rotorbereich 1

Der Rotor der PMSM wurde aufgrund der Komplexität der Magnetenordnung für das thermische Modell in drei zylindrische Bereiche unterteilt (Bild 4.7 und 4.11).

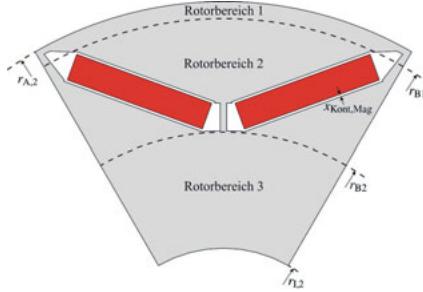


Bild 4.11: Skizze des Rotors einer PMSM

Die Bereiche bestehen teilweise aus unterschiedlichen Materialien, für die ein thermischer Ersatzwiderstand berechnet wird. Die thermischen Widerstände der einzelnen Bereiche sind in der Regel sehr klein, wodurch die Temperaturunterschiede in den einzelnen Bereichen gering sind. Der Wärmeaustausch vom Ständerzahn über den Luftspalt zum Rotorbereich 1 wird mit

$$R_{\text{th,Zahn1,B1}} = \frac{1}{2} \cdot R_{\text{WL,Zahn1}} + R_{\text{Konn,Luftspalt}} + \frac{1}{2} \cdot R_{\text{WL,B1}} \quad (4.56)$$

berechnet. Der Wärmeleitwiderstand des Rotorbereichs 1 wird mit

$$R_{\text{WL,B1}} = \frac{\ln\left(\frac{r_{\text{A},2}}{r_{\text{B1}}}\right)}{2\pi \cdot \lambda_{\text{B1}} \cdot k_{\text{Fe}} \cdot l_{\text{Fe}}}. \quad (4.57)$$

bestimmt. Der thermische Widerstand von der Ständerzahnoberfläche zur Rotoroberfläche

$$R_{\text{Konv,Luftpalt}} = \frac{1}{\alpha_{\text{Luftspalt}} \cdot A_{\text{Luftspalt}}} \quad (4.58)$$

kann mithilfe der Luftspaltoberfläche

$$A_{\text{Luftspalt}} = 2\pi \cdot r_{\text{l},1} \cdot l_{\text{Fe}} \quad (4.59)$$

und des konvektiven Wärmeübergangskoeffizienten

$$\alpha_{\text{Luftspalt}} = \frac{Nu_{\text{Luftspalt}} \cdot \lambda_{\text{Luft}}}{2\delta} \quad (4.60)$$

berechnet werden [47]. Die Nusselt-Zahl wird mithilfe der dimensionslosen und Taylor-Zahl

$$Ta = \frac{\Omega^2 \cdot r_{\text{l},1} \cdot \delta^3}{V_{\text{Luft}}^2} \quad (4.61)$$

ermittelt und hängt von der Rotorwinkelgeschwindigkeit $\Omega = 2\pi \cdot n$ und der kinematischen Viskosität der Luft V_{Luft} ab. Ist die Taylor-Zahl $Ta < 1740$, bildet sich eine laminare Strömung aus und für die Nusselt-Zahl gilt $Nu_{\text{Luftspalt}} = 2$ [47]. Ist der Wert der Taylor-Zahl $Ta > 1740$, gilt für die Nusselt-Zahl

$$Nu_{\text{Luftspalt}} = 0,409 \cdot Ta^{0,241} - 137 \cdot Ta^{-0,75}. \quad (4.62)$$

Thermischer Widerstand vom Rotorbereich 1 zum Rotorbereich 2

Der thermische Widerstand, ausgehend von der Mitte des Rotorbereichs 1 zum Rotorbereich 2 (Bild 4.7) berechnet sich nach

$$R_{\text{th,B1,B2}} = \frac{1}{2} \cdot R_{\text{WL,B1}} + \frac{1}{2} \cdot R_{\text{WL,B2}}. \quad (4.63)$$

Für den Rotorbereich 2 einschließlich der Magnete wird ein äquivalenter Wärmeleitwiderstand mithilfe des Flächenverhältnisses der Magnete zum Eisenbereich bestimmt. Es werden zwei Wärmeleitwiderstände berechnet, die durch eine Parallelschaltung zu einem Gesamtwärmeleitwiderstand

$$R_{\text{WL,B2}} = \left(\frac{1}{R_{\text{WL,Fe}}} + \frac{1}{R_{\text{äq,Mag}}} \right)^{-1} \quad (4.64)$$

zusammengefasst werden können. Der äquivalente Wärmeleitwiderstand der Magnete im Rotorbereich 2 wird mit

$$R_{\text{äq,Mag}} = R_{\text{Kont,Mag,B1}} + R_{\text{WL,Mag}} + R_{\text{Kont,Mag,B2}} \quad (4.65)$$

bestimmt. Der Wärmeleitwiderstand der Magnete lässt sich mithilfe der Magnetfläche A_{Mag} und der Gesamtfläche A_{ges} des Rotorbereichs 2 (Bild 4.7 und 4.11) bestimmen als

$$R_{\text{WL,Mag}} = \frac{\ln\left(\frac{r_{\text{B}1}}{r_{\text{B}2}}\right)}{2\pi \cdot \lambda_{\text{Mag}} \cdot l_{\text{Fe}}} \cdot \frac{A_{\text{Mag}}}{A_{\text{ges}}}. \quad (4.66)$$

Die Gesamtfläche des Rotorbereichs 2 wird mithilfe der Außenradien $r_{\text{B}2}$ und $r_{\text{B}1}$ der unterschiedlichen Rotorbereiche berechnet nach

$$A_{\text{ges}} = \pi \cdot (r_{\text{B}1}^2 - r_{\text{B}2}^2). \quad (4.67)$$

Die Fläche der Magnete berechnet sich mithilfe der Anzahl der Magnete n_{Mag} , der Magnethöhe h_{Mag} und der Magnetbreite b_{Mag} zu

$$A_{\text{Mag}} = h_{\text{Mag}} \cdot b_{\text{Mag}} \cdot n_{\text{Mag}}. \quad (4.68)$$

Zwischen den Permanentmagneten und dem Blechpaket wird ein Luftspalt $x_{\text{Kont,Mag}}$ angenommen, da die Magnettaschen fertigungsbedingt größer sind als die Magnete. Der Kontaktwiderstand vom Rotorbereich 1 zu den Magneten wird berechnet nach

$$R_{\text{Kont,Mag,B}1} = \frac{\ln\left(\frac{r_{\text{B}1} + x_{\text{Kont,Mag}}}{r_{\text{B}1}}\right)}{2\pi \cdot \lambda_{\text{Luft}} \cdot l_{\text{Fe}}}. \quad (4.69)$$

Der Kontaktwiderstand von den Magneten zum Rotorbereich 2 berechnet sich zu

$$R_{\text{Kont,Mag,B}2} = \frac{\ln\left(\frac{r_{\text{B}2} + x_{\text{Kont,Mag}}}{r_{\text{B}2}}\right)}{2\pi \cdot \lambda_{\text{Luft}} \cdot l_{\text{Fe}}}. \quad (4.70)$$

Der Wärmeleitwiderstand des Blechs im Rotorbereich 2 berechnet sich nach

$$R_{\text{WL,Fe,B}2} = \frac{\ln\left(\frac{r_{\text{B}1}}{r_{\text{B}2}}\right)}{2\pi \cdot \lambda_{\text{BL}} \cdot k_{\text{Fe}}} \cdot l_{\text{Fe}} \cdot \frac{A_{\text{ges}} - A_{\text{Mag}}}{A_{\text{ges}}}. \quad (4.71)$$

Der thermische Widerstand von der Mitte des Rotorbereichs 2 zur Mitte des Rotorbereichs 3 lässt sich berechnen als

$$R_{\text{th,B}2,\text{B}3} = \frac{1}{2} \cdot R_{\text{WL,B}2} + \frac{1}{2} \cdot R_{\text{WL,B}3}. \quad (4.72)$$

Der Wärmeleitwiderstand im Rotorbereich 3 berechnet sich mithilfe des Innenradius des Rotorblechpaketes r_{I2} mit

$$R_{\text{WL,B}3} = \frac{\ln\left(\frac{r_{\text{B}2}}{r_{I,2}}\right)}{2\pi \cdot \lambda_{\text{BL}} \cdot k_{\text{Fe}} \cdot l_{\text{Fe}}}. \quad (4.73)$$

Thermischer Widerstand vom Rotorbereich 3 zur Welle

Der thermische Widerstand vom Rotorbereich 3 (Bild 4.7) zur Welle berechnet sich unter Vernachlässigung des radialen Wärmeleitwiderstands der Welle mit

$$R_{\text{th},\text{B3,Welle}} = \frac{1}{2} \cdot R_{\text{WL,B3}} + R_{\text{Kont,B3,Welle}}. \quad (4.74)$$

Mithilfe einer Spalthöhe x_{Kont2} zwischen dem Rotorjoch und der Welle wird der Kontaktwiderstand berechnet als

$$R_{\text{Kont,B3,Welle}} = \frac{\ln\left(\frac{r_{1,2}+x_{\text{Kont2}}}{r_{1,2}}\right)}{2\pi \cdot \lambda_{\text{Luft}} \cdot l_{\text{Fe}}}. \quad (4.75)$$

Thermischer Widerstand von der Welle zum Lager

Der thermische Widerstand von der Wellenmitte zur Lagermitte wird berechnet nach

$$R_{\text{th,Lager,Welle}} = \frac{1}{2} \cdot (R_{\text{WL,Welle,ax}} + R_{\text{WL,Lager,I}}). \quad (4.76)$$

Der Wärmefluss, der durch die Verlustleistung im Rotor erzeugt wird, teilt sich axial in Richtung der beiden Lager auf. In der Mitte des Blechpaketes bzw. der Welle entsteht kein axialer Wärmefluss. Der axiale Wärmefluss in Richtung der Lager nimmt linear zu und erreicht sein Maximum jeweils am axialen Blechpaketende. Ab dort bis zum Lager bleibt der Wärmefluss konstant (Bild 4.12).

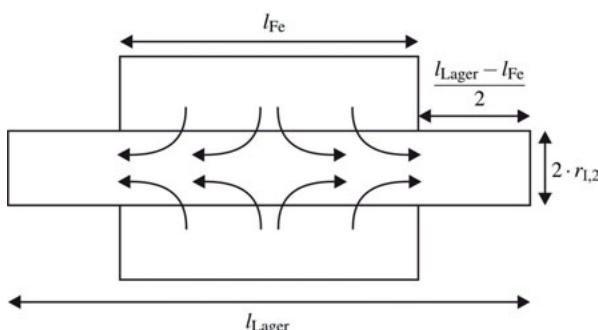


Bild 4.12: Wärmefluss in der Rotorwelle

Diese Annahme berücksichtigt nicht, dass der Wärmefluss sich in Richtung der Abtriebsseite zum Getriebe fortsetzen kann, wodurch ein unsymmetrischer Wärmefluss in der Welle entstehen

kann. Wird der Wärmefluss als symmetrisch angenommen, kann der Wärmeleitwiderstand von der Mitte der Welle zu einem Lager mit

$$R_{WL,Welle,ax} = \left(\frac{l_{Fe}}{4} + \frac{l_{Lager} - l_{Fe}}{2} \right) \cdot \frac{1}{\pi \cdot r_{I,2}^2 \cdot \lambda_{Fe}} \quad (4.77)$$

berechnet werden. Der Wärmeleitwiderstand vom Lagerinnenring $r_{I,Lager}$ bis zur Mitte des Lagers $r_{M,Lager}$ berechnet sich mithilfe der Lagerabmessungen und einer äquivalenten Wärmeleitfähigkeit λ_{Lager} nach

$$R_{WL,Lager,I} = \frac{\ln \left(\frac{r_{M,Lager}}{r_{I,Lager}} \right)}{2 \cdot \pi \cdot \lambda_{Lager} \cdot b_{Lager}}. \quad (4.78)$$

Die äquivalente Wärmeleitfähigkeit des Lagers ist drehzahlabhängig und wird durch eine Polynomfunktion dritten Grades angenähert. [54, 55, 56, 57]

Thermischer Widerstand vom Lager zum Gehäuse

Der thermische Widerstand von der Lagermitte zum Gehäuse lässt sich mithilfe von

$$R_{th,Lager,Gehäuse} = \frac{1}{2} \cdot R_{th,Lager,A} \quad (4.79)$$

berechnen. Der Wärmeleitwiderstand von der Lagermitte zum Lageraußenring $r_{A,Lager}$ wird berechnet mit

$$R_{WL,Lager,A} = \frac{\ln \left(\frac{r_{A,Lager}}{r_{M,Lager}} \right)}{2\pi \cdot \lambda_{Lager} \cdot b_{Lager}}. \quad (4.80)$$

Thermisches Modell einer Induktionsmaschine

In Bild 4.13 ist das erarbeitete thermische Modell einer IM dargestellt.

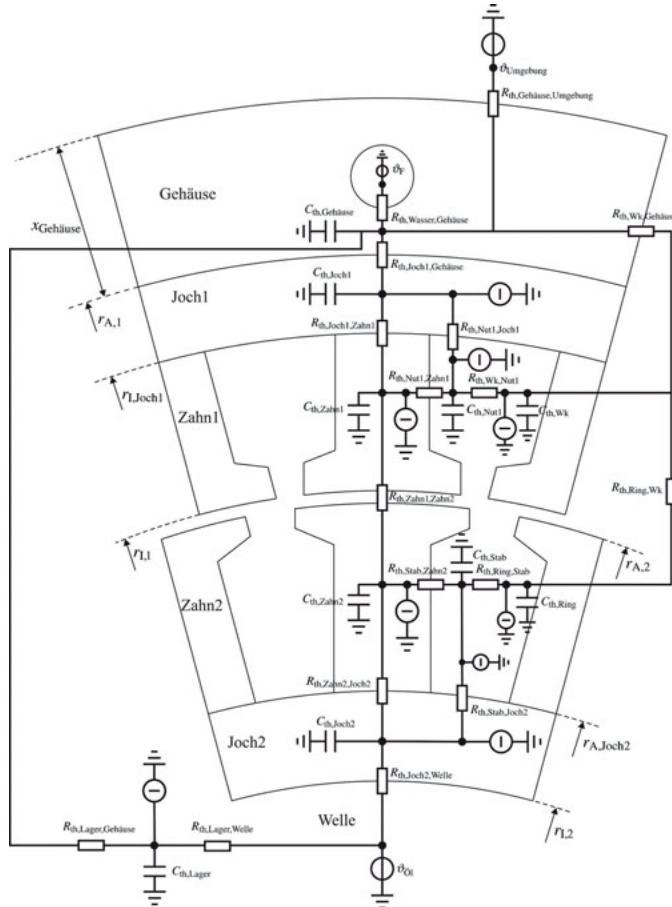


Bild 4.13: Thermisches Modell einer IM

Die im thermischen Modell der IM verwendeten Knotenpunkte und die dazugehörigen Wärmekapazitäten sind in Tabelle 4.3 aufgelistet.

Tabelle 4.3: Kontenpunkte und Wärmekapazitäten im thermischen Modell der IM

Knotenpunkt	Wärmekapazität
Gehäuse	$C_{th,Gehäuse}$
Statorjoch	$C_{th,Joch1}$
Statorzahn	$C_{th,Zahn1}$
Statornut	$C_{th,Nut1}$
Statorwicklungskopf	$C_{th,Wk}$
Rotorzahn	$C_{th,Zahn2}$
Rotorjoch	$C_{th,Joch2}$
Rotorstab	$C_{th,Stab}$
Kurzschlussring	$C_{th,Ring}$
Kugellager	$C_{th,Lager}$

Die thermischen Widerstände des Stators und der Welle wurden bereits im PMSM-Modell berechnet. Im Folgenden werden daher nur noch die thermischen Widerstände im Rotor einer Induktionsmaschine erläutert.

Thermischer Widerstand von den Rotorzähnen zum Rotorjoch

Der Wärmeübergang zwischen der Mitte der Rotorzähne und der Mitte des Rotorjochs berechnet sich mit

$$R_{th,Zahn2,Joch2} = \frac{1}{2} \cdot R_{WL,Zahn2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{b_{Zahn2}}{\tau_{Nut2}} \cdot R_{WL,Joch2}. \quad (4.81)$$

Für den radialen Wärmeleitwiderstand in den Rotorzähnen gilt

$$R_{WL,Zahn2} = \frac{\ln\left(\frac{r_{A,2}}{r_{A,Joch2}}\right)}{\frac{V_{Zahn2}}{V_{Zahn2}+V_{Nut2}} \cdot 2\pi \cdot \lambda_{BL} \cdot k_{Fe} \cdot l_{Fe}}, \quad (4.82)$$

und im Rotorjoch gilt

$$R_{WL,Joch2} = \frac{\ln\left(\frac{r_{A,Joch2}}{r_{I,2}}\right)}{2\pi \cdot \lambda_{BL} \cdot k_{Fe} \cdot l_{Fe}}. \quad (4.83)$$

Thermischer Widerstand von den Käfigstäben zum Rotorblechpaket

Der Wärmewiderstand von den Stäben des Käfigläufers zum Rotorblechpaket wird analog zu den Berechnungen der thermischen Widerstände der Ständerwicklung bestimmt. Der radiale

Wärmewiderstand von den Stäben zum Rotorjoch berechnet sich mit

$$R_{\text{th},\text{Stab},\text{Joch}2} = \frac{b_{\text{Nut}2}}{\tau_{\text{Nut}2}} \cdot \frac{1}{2} \cdot R_{\text{WL},\text{Joch}2} + \frac{R_{\text{äq},\text{Stab},\text{Joch}2} + \frac{1}{2} \cdot R_{\text{WL},\text{Stab},\text{rad}}}{N_2}. \quad (4.84)$$

Der Wärmewiderstand von den Stäben zu den Rotorzähnen wird berechnet mit

$$R_{\text{th},\text{Stab},\text{Zahn}2} = \frac{R_{\text{äq},\text{Stab},\text{Zahn}2} + \frac{1}{2} \cdot R_{\text{WL},\text{Stab},\gamma'}}{2 \cdot N_2}. \quad (4.85)$$

Der äquivalente Wärmeleitwiderstand durch den Kontaktbereich zwischen den Stäben und den Rotorzähnen ergibt sich zu

$$R_{\text{äq},\text{Stab},\text{Zahn}2} = \frac{x_{\text{äq}2}}{\lambda_{\text{äq}2} \cdot h_{\text{Zahn}2} \cdot l_{\text{Fe}}}. \quad (4.86)$$

Der äquivalente Wärmeleitwiderstand je Nut radial in Richtung des Rotorjochs ergibt sich zu

$$R_{\text{äq},\text{Stab},\text{Joch}2} = \frac{x_{\text{äq}2}}{\lambda_{\text{äq}2} \cdot b_{\text{Nut}2} \cdot l_{\text{Fe}}}. \quad (4.87)$$

Zur Berechnung der äquivalenten Breite des Kontaktbereichs wird der gleiche Ansatz genutzt, der zur Berechnung der Isolationsschicht in der Ständernut verwendet wurde (Bild 4.8). Die Fläche des Leitermaterials in der Rotornut wird mithilfe des Nutfüllfaktors $k_{\text{Cu}2}$ und der Rotornutquerschnittsfläche $A_{\text{Nut}2}$ berechnet zu

$$A_{\text{Cu}2} = k_{\text{Cu}2} \cdot A_{\text{Nut}2}. \quad (4.88)$$

Die äquivalente Breite des Kontaktbereichs kann mithilfe von

$$A_{\text{Nut}2} - A_{\text{Cu}2} = 2 \cdot h_{\text{Zahn}2} \cdot x_{\text{äq}2} + 2 \cdot (b_{\text{Nut}2} - 2 \cdot x_{\text{äq}2}) \cdot x_{\text{äq}2} \quad (4.89)$$

bestimmt werden. Bei gegossenen Käfigläufern gilt für den Füllfaktor der Rotornut $k_{\text{Cu}2} \approx 1$. Dadurch sind die äquivalente Breite des Kontaktbereichs $x_{\text{äq}2}$ und der Kontaktwiderstand zwischen Rotorblech und Käfigstäben sehr klein. Der Wärmeleitwiderstand eines Läuferstabs berechnet sich in Richtung der Läuferzähne zu

$$R_{\text{WL},\text{Stab},\gamma'} = \frac{b_{\text{Nut}2} - 2 \cdot x_{\text{äq}2}}{\lambda_{\text{Stab}} \cdot h_{\text{Zahn}2} \cdot l_{\text{Fe}}} \quad (4.90)$$

und radial in Richtung des Ständerjochs zu

$$R_{\text{WL},\text{Stab},\text{rad}} = \frac{h_{\text{Zahn}2} - 2 \cdot x_{\text{äq}2}}{\lambda_{\text{Stab}} \cdot b_{\text{Nut}2} \cdot l_{\text{Fe}}}. \quad (4.91)$$

Thermischer Widerstand vom Kurzschlussring zu den Käfigstäben

Der thermische Widerstand vom Kurzschlussring zu den Käfigstäben ergibt sich zu

$$R_{\text{th,Ring,Stab}} = \frac{1}{2} \cdot R_{\text{WL,Stab,axial}} + \frac{1}{2} \cdot R_{\text{WL,Ring,axial}}. \quad (4.92)$$

Für den Wärmeleitwiderstand der Läuferstäbe in axialer Richtung gilt

$$R_{\text{WL,Stab,axial}} = \frac{\frac{1}{2} \cdot l_{\text{Fe}}}{\lambda_{\text{Ring}} \cdot A_{\text{Cu2}} \cdot N_2}. \quad (4.93)$$

Bild 4.14 zeigt eine Skizze des Kurzschlussrings.

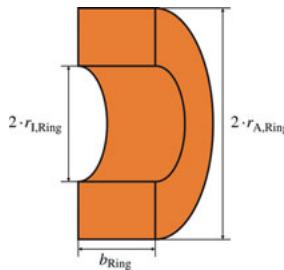


Bild 4.14: Kurzschlussring

Für den Wärmeleitwiderstand in axialer Richtung bis zu Mitte des Kurzschlussrings gilt

$$R_{\text{WL,Ring,axial}} = \frac{\frac{1}{2} \cdot b_{\text{Ring}}}{\lambda_{\text{Ring}} \cdot A_{\text{Ring}}}. \quad (4.94)$$

Dabei ist b_{Ring} die axiale Breite und

$$A_{\text{Ring}} = \pi \cdot (r_{\text{A,Ring}}^2 - r_{\text{I,Ring}}^2) \quad (4.95)$$

die Stirnfläche des Kurzschlussrings.

Thermischer Widerstand vom Rotorjoch zur Welle

Der thermische Widerstand vom Rotorjoch zur Welle berechnet sich unter Vernachlässigung des radialen Wärmeleitwiderstands der Welle mit

$$R_{\text{th},\text{Joch2,Welle}} = \frac{1}{2} \cdot R_{\text{WL,Joch2}} + R_{\text{Kont,Joch2,Welle}}. \quad (4.96)$$

Mithilfe einer Spalthöhe x_{Kont2} zwischen dem Rotorjoch und der Welle wird der Kontaktwiderstand berechnet als

$$R_{\text{Kont,Joch2,Welle}} = \frac{\ln\left(\frac{r_{l,2}+x_{\text{Kont2}}}{r_{l,2}}\right)}{2\pi \cdot \lambda_{\text{Luft}} \cdot l_{\text{Fe}}}. \quad (4.97)$$

Thermischer Widerstand vom Kurzschlussring zum Ständerwicklungskopf

Die Berechnung des thermischen Widerstands vom Kurzschlussring zum Ständerwicklungskopf erfolgt mithilfe des konvektiven Wärmeleitwiderstands eines rotierenden Zylinders [58]. Es gilt

$$R_{\text{th,Ring,Wk}} = \frac{1}{\alpha_Z \cdot A_{\text{Wk,I}}}. \quad (4.98)$$

Die innere Wicklungskopfoberfläche berechnet sich nach

$$A_{\text{Wk,I}} = 2 \cdot l_{\text{Wk,ax}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot r_{l,1}. \quad (4.99)$$

Der Wärmeübergangskoeffizient des rotierenden Zylinders wird mit

$$\alpha_Z = \frac{Nu \cdot \lambda_{\text{Luft}}}{r_{l,1}} \quad (4.100)$$

berechnet. Die Nusselt-Zahl eines rotierenden Zylinders berechnet sich nach [58] zu

$$Nu = 0,11 \cdot Re^{0,68} \cdot Pr^{0,4}. \quad (4.101)$$

Die Reynolds-Zahl berechnet sich mit

$$Re = \frac{\omega_{\text{mech}} \cdot r_{l,1}^2}{V_{\text{Luft}}}. \quad (4.102)$$

Die Prandtl-Zahl ist

$$Pr = \frac{V_{\text{Luft}} \cdot \rho_{\text{Luft}} \cdot c_{\text{Luft}}}{\lambda_{\text{Luft}}}. \quad (4.103)$$

Die thermischen Modelle der PMSM und der IM können durch die in Tabelle 4.4 dargestellten Materialeigenschaften parametrisiert werden.

Tabelle 4.4: Parametrisierbare Materialeigenschaften für das thermische Modell

Parameter	Formelzeichen
Wärmeleitfähigkeit des Elektroblechs	$\lambda_{BL} = 20 \text{ W/mK}$
Spalthöhe zwischen Ständerjoch und Gehäuse	$x_{\text{Kont}} = 10 \mu\text{m}$
Spalthöhe zwischen Rotorjoch und Welle	$x_{\text{Kont2}} = 25 \mu\text{m}$
Spalthöhe zwischen Rotorjoch und Magnet (PMSM)	$x_{\text{Kont,Mag}} = 1000 \mu\text{m}$
Wärmeleitfähigkeit der Ständerjochisolation	$\lambda_{iq1} = 0,3 \text{ W/mK}$
Wärmeleitfähigkeit des Kontakts des Rotorstabs zum Rotorjoch (IM)	$\lambda_{iq2} = 0,15 \text{ W/mK}$
Wärmeleitfähigkeit im Wicklungskopfraum	$\lambda_{PU} = 0,03 \text{ W/mK}$

4.3 Wechselrichter

In diesem Abschnitt wird das in [9] erarbeitete elektrische und thermische Modell der IGBT-Leistungsmodule erläutert. Anhand dieser Modelle kann eine Dimensionierung des Wechselrichters erfolgen. Die Verlustleistung eines Wechselrichters besteht aus den Durchlassverlusten P_{vd} und den Schaltverlusten P_{vs} der IGBTs und der Dioden [38]. Es gilt

$$P_{v,WR} = P_{vd,D} + P_{vd,T} + P_{vs,D} + P_{vs,T}. \quad (4.104)$$

Durchlassverluste

Im leitenden Zustand der Diode und des IGBT entstehen aufgrund des Spannungsabfalls über dem Halbleiter Durchlassverluste, die für unterschiedliche Modulationsverfahren analytisch berechnet werden können [38]. Die Durchlassverluste eines IGBT sind von der Schleusenspannung U_{T0} und dem differenziellen Widerstand r_T des IGBT abhängig. Die Durchlassverluste einer Diode sind von der Diffusionsspannung U_{D0} und dem differenziellen Widerstand r_D der Diode abhängig. Die Schleusenspannung bzw. die Diffusionsspannung und der differenzielle Widerstand der Diode und des IGBT können anhand der Ausgangskennlinie ermittelt werden. In Bild 4.15 ist der Kollektorstrom I_C in Abhängigkeit von der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} dargestellt.

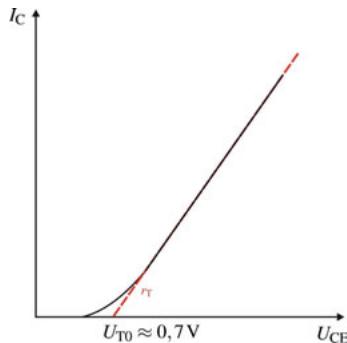


Bild 4.15: Ausgangskennlinie eines IGBTs

Durch eine Linearisierung der Kennlinie können die Schleusenspannung und der differenzielle Widerstand ermittelt werden. Analog kann dies auch für die Diode durchgeführt werden. Die Durchlassverluste sind zusätzlich vom Leistungsfaktor $\cos \varphi$ und vom Modulationsgrad M (Gleichung (3.38)) abhängig. Die Höhe des Modulationsgrads und des Leistungsfaktors bestimmen, wie lange während einer Schaltperiode jeweils der IGBT beziehungsweise die

Diode den Strom leiten. Die Durchlassverluste des IGBTs und der Diode berechnen sich bei Raumzeigermodulation zu

$$P_{vd,T} = \frac{U_{T0} \cdot \sqrt{2} \cdot I_1}{2} \cdot \left(\frac{1}{\pi} - \frac{M \cdot \cos \varphi}{4} \right) + r_T \cdot 2 \cdot I_1^2 \cdot \left(\frac{1}{8} - \frac{M \cdot \cos \varphi}{3\pi} + \frac{\cos(3\varphi)}{60\pi} \right), \quad (4.105)$$

$$P_{vd,D} = \frac{U_{D0} \cdot \sqrt{2} \cdot I_1}{2} \cdot \left(\frac{1}{\pi} + \frac{M \cdot \cos \varphi}{4} \right) + r_D \cdot 2 \cdot I_1^2 \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{M \cdot \cos \varphi}{3\pi} - \frac{\cos(3\varphi)}{60\pi} \right). \quad (4.106)$$

Im IGBT-Leistungsmodul entstehen durch die Anschlusswiderstände und durch die Bonddrähte zusätzliche Stromwärmeverluste. Dieser Widerstand des Leistungsmoduls R_{LM} ist in der Regel im Datenblatt des IGBT-Moduls angegeben. Ein Halbleiterpaar bestehend aus IGBT und Diode leitet nur während einer halben Grundschwingungsperiode den Strom, sodass sich die Stromwärmeverluste je Modul berechnen zu

$$P_{v,LM} = \frac{1}{2} \cdot R_{LM} \cdot I_1^2. \quad (4.107)$$

Schaltverluste

Im leitenden Zustand des IGBTs und der Diode entstehen die bereits erläuterten Durchlassverluste, und die Spannung über dem Bauteil ist sehr klein. Im sperrenden Zustand fließt kein Strom im Bauteil, weshalb auch keine Verluste entstehen. Beim Einschalten des IGBTs wechselt dieser zwischen sperrendem und leitendem Zustand. Während der Übergangszeit nimmt die Spannung ab, und der Strom steigt an. Dadurch entstehen in der Übergangsphase Verluste, die als Schaltverluste bezeichnet werden. Beim Ausschaltvorgang des IGBTs nimmt der Strom ab, und die Spannung steigt an, wodurch ebenfalls Schaltverluste entstehen. Bei der Diode können die Verluste beim Übergang vom sperrenden in den leitenden Zustand in der Regel vernachlässigt werden [9, 38]. Die Schaltverluste eines Leistungsmoduls sind unter anderem vom geschalteten Strom und der Sperrsichttemperatur abhängig. Zusätzlich beeinflussen unterschiedliche Parameter wie z.B. die Ein- und die Ausschaltspannung sowie parasitäre Induktivitäten die Schaltverluste. In den Datenblättern von Leistungsmodulen sind für verschiedene Bedingungen die Verlustenergien beim Schaltvorgang des IGBTs ($E_{T,on}$, $E_{T,off}$) und der Diode ($E_{D,off}$) angegeben.

Zur Ermittlung der Schaltverlustenergien wurde in [9] ein Doppelpulsversuch mit den verwendeten Wechselrichtermodulen durchgeführt. Bild 4.16 zeigt den gemessenen Strom- und Spannungsverlauf während des Doppelpulsversuchs.

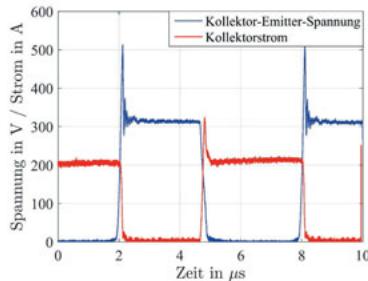


Bild 4.16: Doppelpulsversuch des Wechselrichters [9]

Die Übergänge zwischen den beiden Schaltzuständen sind gut zu erkennen. Beim Ausschaltvorgang ist eine Schaltüberspannung und beim Einschaltvorgang eine Rückstromspitze zu sehen. Die Ursachen dieser Effekte werden in [9] detailliert beschrieben. Anhand der betriebspunkt-abhängigen Schaltverlustenergien können die Schaltverluste des Leistungsmoduls für jeden Betriebspunkt berechnet werden mit

$$P_{vs,LM} = f_s \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} (E_{T,on}(i_1) + E_{T,off}(i_1) + E_{D,off}(i_1)) d\omega t \quad \text{mit} \quad i_1 = \sqrt{2} \cdot \hat{i}_1 \sin(\omega t). \quad (4.108)$$

Die Berechnung der Gesamtverluste wurde anhand von Messungen am Prüfstand validiert. Dazu wurde die E-Maschine durch den Wechselrichter gespeist und bei verschiedenen Drehzahlen und Drehmomenten betrieben. Dabei wurden die elektrische Eingangsleistung der E-Maschine und die Eingangsleistung des Zwischenkreises gemessen. Die Differenz dieser Leistungen abzüglich der Verluste in den Zuleitungen ergibt die Verlustleistung des Wechselrichters. Bild 4.17 zeigt die gemessene und die berechnete Verlustleistung des Wechselrichters in Abhängigkeit vom Drehmoment bei einer Maschinendrehzahl von $n = 1000 \text{ min}^{-1}$ und einer Schaltfrequenz von $f_s = 16 \text{ kHz}$. Es zeigt sich eine gute Übereinstimmung, sodass das Verlustleistungsmodell des Wechselrichters validiert werden konnte [9].

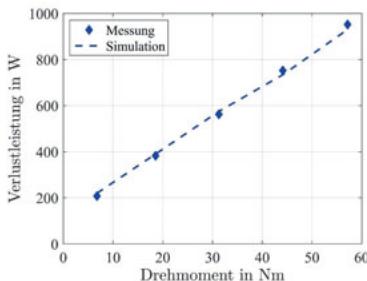


Bild 4.17: Vergleich der gemessenen und der berechneten Verlustleistung des Wechselrichters bei $n = 1000 \text{ min}^{-1}$ [9]

Thermisches Modell des Wechselrichters

Die Verlustleistung des Wechselrichters ist von der Sperrsichttemperatur abhängig. Im Datenblatt des Wechselrichters ist der stationäre Wärmewiderstand angegeben. Mithilfe der mittleren Verlustleistung und des stationären Wärmewiderstands kann die mittlere Sperrsichttemperatur berechnet werden. Da die Sperrsichttemperatur nicht direkt gemessen wurde, erfolgte die Validierung des thermischen Modells durch Vergleich der gemessenen und der berechneten Gehäusetemperatur. In Bild 4.18 sind die gemessenen und die berechneten Gehäusetemperaturen in Abhängigkeit vom Strangstrom der E-Maschine dargestellt. Die Kühlmitteltemperatur betrug $\vartheta_F = 20^\circ\text{C}$. Auch hier zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen Messung und Simulation.

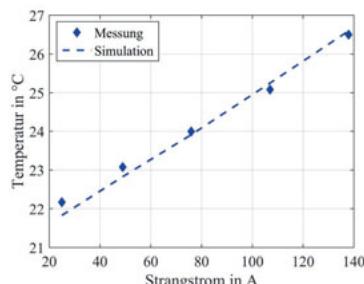


Bild 4.18: Vergleich der gemessenen und der berechneten Gehäusetemperatur des Wechselrichters bei $n = 1000 \text{ min}^{-1}$ und einer Kühlmitteltemperatur von 20°C [9]

Kondensator und PWM-Interleaving

Beim Schalten der IGBT entstehen Wechselstromanteile im Kondensator. Die Kapazität des Kondensators muss ausreichend groß sein, um die Wechselstromanteile auszugleichen und die Zwischenkreisspannung möglichst konstant zu halten. Die maximal zulässige Spannungsschwankung Δu_c wurde auf 3% der Batteriespannung festgelegt [9]. Der durch den Kondensator fließende Wechselstrom erwärmt den Kondensator und ist ein weiteres Kriterium für die Dimensionierung des Kondensators. Bei sechphasigen Wechselrichtern können die Wechselstromanteile im Kondensator durch PWM-Interleaving reduziert werden. Beim PWM-Interleaving wird das Carriersignal des einen dreisträngigen Subsystems um den Winkel $\varphi_l = 90^\circ$ verschoben (Bild 3.12). In Bild 4.19 ist jeweils der berechnete Kondensatorwechselstrom bei unterschiedlichen Leistungsfaktoren dargestellt.

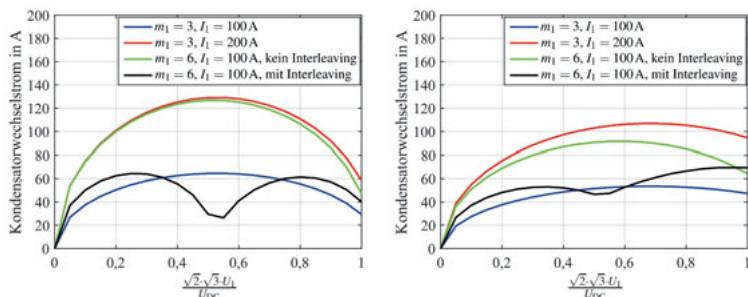


Bild 4.19: Kondensatorwechselstrom bei $\cos \varphi = 1$ (links) und bei $\cos \varphi = 0,7$ (rechts)

Es ist gut zu erkennen, dass sich bei dreiphasigen Wechselrichtern bei Verdopplung des Strangstroms I_1 der Kondensatorwechselstrom ebenfalls verdoppelt. Bei gleicher Ausgangsleistung ist der Strangstrom eines sechphasigen Wechselrichters halb so groß wie der eines dreiphasigen Wechselrichters. Der Kondensatorwechselstrom eines sechphasigen Wechselrichters ohne Interleaving ist bei gleicher Ausgangsleistung minimal kleiner als der eines dreiphasigen Wechselrichters. Durch das PWM-Interleaving kann der maximale Kondensatorwechselstrom des sechphasigen Wechselrichters in etwa halbiert werden. Dies bedeutet, dass für den sechphasigen Wechselrichter im Vergleich zu einem dreiphasigen Wechselrichter gleicher Leistung ein kleinerer Kondensator verwendet werden kann. Dadurch entstehen Bauraum- und Kostenvorteile für den Kondensator des sechphasigen Wechselrichters. Für die Baureihe bedeutet dies, dass für den drei- und für den sechphasigen Wechselrichter ein identischer Kondensator verwendet werden kann. Aus diesem Grund ist ein PWM-Interleaving bezüglich der Kondensatorwahl zu empfehlen. Das PWM-Interleaving erhöht allerdings die hochfrequenten Oberschwingungsverluste in der E-Maschine (Kapitel 3.3). Aus diesem Grund wird in Abschnitt 5.2.2 detailliert untersucht, in welchen Betriebspunkten das PWM-Interleaving notwendig ist. Im Fahrzyklus wird das PWM-Interleaving jeweils nur in diesen Betriebspunkten aktiviert, um die Verluste in den anderen Betriebspunkten nicht unnötig zu erhöhen (Abschnitt 7.1).

4.4 Batterie

Das Modell einer Batteriezelle besteht aus der Leerlaufspannung U_{Z0} , welche abhängig vom Ladezustand (SoC) der Batteriezelle ist. Zusätzlich besteht das Modell aus einem temperaturabhängigen Innenwiderstand R_i und zwei RC-Gliedern, deren Parameter lastabhängig modelliert werden [9, 59, 60] (Bild 4.20). Das Modell kann anhand von Messungen der Entladekurve und Messungen der Lastsprungantworten bei verschiedenen Temperaturen für die jeweilige Batteriezelle parametrisiert werden.

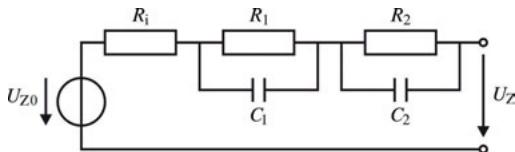


Bild 4.20: Modell der Batterie

Bild 4.21 zeigt die gemessene Leerlaufspannung einer Lithium-Ionen-Batterie in Abhängigkeit vom Ladezustand sowie den minimal zulässigen Ladezustand SoC_{min} der Batterie.

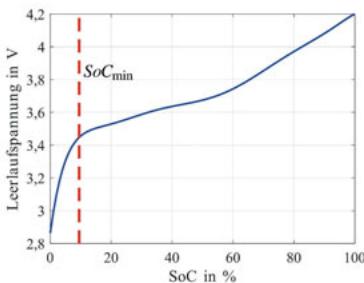


Bild 4.21: Gemessene Leerlaufspannung einer Lithium-Ionen-Batterie

Die Simulationsergebnisse des parametrisierten Batteriemodells wurden in einem Lastzyklus mit Messungen verglichen (Bild 4.22). Es zeigt sich eine gute Übereinstimmung.

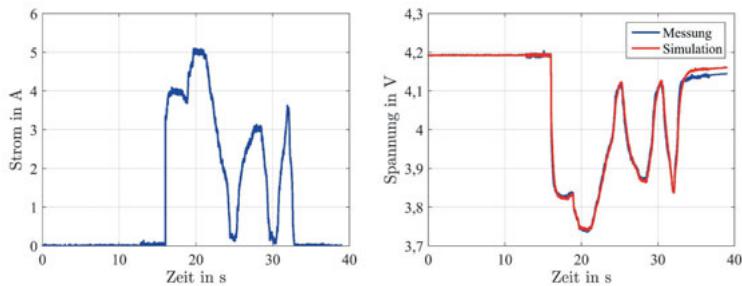


Bild 4.22: Batteriestrom (links) und Batteriespannung (rechts) bei einem Lastzyklus

Eine Traktionsbatterie besteht aus mehreren parallel und in Reihe geschalteten Batteriezellen. Die minimale Spannung der Traktionsbatterie $U_{B,\min}$ hängt von der minimalen Einzelzellenspannung $U_{Z0,\min}$ und der Anzahl der in Reihe geschalteten Zellen n_{BR} ab. Die minimale Einzelzellenspannung ist wiederum vom minimal zulässigen Ladezustand SoC_{\min} abhängig und kann aus Bild 4.21 ermittelt werden. Durch den Innenwiderstand der Zelle ist die minimale Batteriespannung zusätzlich vom maximalen Entladestrom der Zelle $I_{Z,\max}$ abhängig gemäß

$$U_{B,\min} = n_{BR} \cdot U_{Z0,\min} - n_{BR} \cdot (R_i + R_1 + R_2) \cdot I_{Z,\max}. \quad (4.109)$$

Durch Parallelschaltung der Einzelzellen kann der maximale Entladestrom der Traktionsbatterie $I_{B,\max}$ erhöht werden auf

$$I_{B,\max} = n_{BP} \cdot I_{Z,\max}. \quad (4.110)$$

Anhand der Vorgabe einer minimalen Batteriespannung $U_{B,\min}$ und eines maximal benötigten Entladestroms $I_{B,\max}$ kann die Gesamtanzahl der Zellen berechnet werden zu

$$n_B = n_{BP} \cdot n_{BR}. \quad (4.111)$$

Mithilfe des minimal zulässigen Ladezustands und der Kapazität einer Zelle C_Z kann der nutzbare Energieinhalt der Traktionsbatterie E_B ermittelt werden zu

$$E_B = C_Z \cdot U_{Z0} \cdot n_B \cdot (1 - SoC_{\min}). \quad (4.112)$$

Zur Berechnung der Verlustleistung der Batterie wird zunächst der stationäre Endwert des Innenwiderstands einer Zelle $R_Z = R_i + R_1 + R_2$ bestimmt. Die Widerstände R_1 und R_2 werden abhängig vom Zellstrom ermittelt und der Widerstand R_i abhängig von der Batterietemperatur berechnet. Die Verlustleistung der Gesamtbatterie berechnet sich mithilfe des Zellenstroms $I_Z = \frac{I_B}{n_{BP}}$ zu

$$P_V = R_Z \cdot I_Z^2 \cdot n_B. \quad (4.113)$$

5 Baukastensystem für elektrische Fahrzeugantriebe

In diesem Kapitel werden die Anforderungen an die E-Maschinen-Baureihe definiert. Im Anschluss werden die E-Maschinen konkret dimensioniert und die Vor- und Nachteile sechssträngiger E-Maschinen gegenüber dreisträngigen Varianten erläutert. Zusätzlich werden die in [9] dimensionierten Leistungselektronik-Baureihen vorgestellt und der Einfluss des PWM-Interleavings auf die Zwischenkreiskapazität dargestellt. Es erfolgt außerdem eine Berechnung der Wirkungsgradkennfelder der Einzelkomponenten und des Antriebssystems.

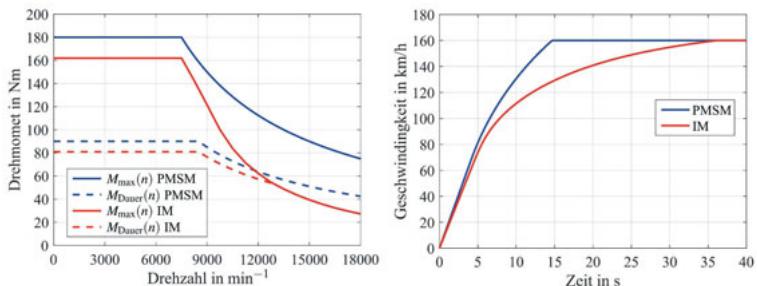
5.1 Anforderungen an die E-Maschinen-Baureihe

Auf Basis der in Abschnitt 2.1 durchgeföhrten Marktanalyse wurden acht verschiedene Fahrzeugklassen mit unterschiedlichen Fahrzeugmassen und Performanceanforderungen definiert. Anhand des dynamischen Rollradius, der maximalen Drehzahl der E-Maschine und der Maximalgeschwindigkeit des Fahrzeugs lässt sich die benötigte Getriebeübersetzung berechnen (Gleichung (4.2)). Die Maximaldrehzahl der E-Maschinenbaureihe wurde auf $n_{\max} = 18000 \text{ min}^{-1}$ festgelegt. Um die Modularität der Baureihe zu erhöhen, wurde für jedes Fahrzeugsegment dieselbe Getriebeübersetzung $i = 13$ gewählt. Dies ergibt je nach Fahrzeugklasse eine Maximalgeschwindigkeit von 150 bis 180 km/h. Bei der konkreten Dimensionierung der E-Maschinen muss zusätzlich zur Fahrzeugperformance die thermische Beanspruchung der E-Maschine berücksichtigt werden. Das Fahrzeug soll seine maximale Endgeschwindigkeit dauerhaft fahren können. Aus diesem Grund muss bei der Dimensionierung der E-Maschine sichergestellt werden, dass sie in diesem Betriebspunkt thermisch nicht überlastet wird. Diese Berechnungen können mithilfe der in Abschnitt 4.2.2 vorgestellten thermischen Modelle erfolgen. Bei den E-Maschinen ist eine Wassermantelkühlung im Gehäuse vorgesehen. Bei der IM wird zusätzlich eine Ölkühlung der Hohlwelle realisiert, um die Dauerleistung der IM zu erhöhen [61, 62]. In Abschnitt 7.1 wird gezeigt, dass die Rotorölkühlung bei der IM aus thermischen Gründen notwendig ist. Anhand der Performanceanforderungen und der in Tabelle 5.1 definierten Parameter ergeben sich spezifische Drehzahl-Drehmoment-Anforderungen an die E-Maschinenbaureihe.

Tabelle 5.1: Vorgaben zur Dimensionierung der E-Maschinen

Maximaldrehzahl	$n_{\max} = 18000 \text{ min}^{-1}$
Eckdrehzahl	$n_{\text{eck}} = 7500 \text{ min}^{-1}$
Getriebeübersetzung	$\ddot{\nu} = 13$
maximale Strangspannung	$U_1 = 135 \text{ V}$
maximale Statorwicklungstemperatur	$\vartheta_{\text{Wk}} = 180^\circ\text{C}$
maximale Magnettemperatur (PMSM)	$\vartheta_{\text{Mag}} = 140^\circ\text{C}$
maximale Käfigtemperatur (IM)	$\vartheta_{\text{Käfig}} = 180^\circ\text{C}$
Kühlungsart PMSM	Wassermantelkühlung
Kühlungsart IM	Wassermantelkühlung + Öl Kühlung der Welle
Kühlwassertemperatur	$\vartheta_{\text{F}} = 70^\circ\text{C}$
Öltemperatur	$\vartheta_{\text{Öl}} = 90^\circ\text{C}$

Zunächst soll der Unterschied in der Drehzahl-Drehmoment-Charakteristik des Maximaldrehmoments einer PMSM und einer IM mit gleichem Feldschwächebereich (gleiche Eckdrehzahl und gleiche Maximaldrehzahl) erläutert werden, da diese Charakteristik die Maximalbeschleunigung des Fahrzeugs beeinflusst [61]. Die Drehmomentdichte einer PMSM ist in der Regel höher als die einer IM [11, 61]. Aus diesem Grund wurde für die Konzeption der Baureihe die Annahme getroffen, dass bei Verwendung des gleichen Stators sowie der gleichen Strom- und Spannungsgrenzen das maximale Drehmoment der PMSM um 10% höher ist als das der IM. Diese Annahme wurde bei der Dimensionierung der E-Maschinen-Baureihe in Abschnitt 5.2.1 und durch Messungen in Abschnitt 6.5 bestätigt. Die Drehzahl-Drehmoment-Charakteristik des Maximalmoments $M_{\max}(n)$ der beiden Maschinentypen (PMSM und IM) unterscheidet sich bei hohen Drehzahlen im Feldschwächebereich deutlich. In Bild 5.1 sind die Maximaldrehmoment- und die Dauerdrehmoment-Kennlinien der beiden E-Maschinentypen sowie das maximale Beschleunigungsverhalten eines Fahrzeugs dargestellt.

**Bild 5.1:** Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien einer IM und einer PMSM mit Einheitsstator (links), Beschleunigungsverhalten des Fahrzeugs (rechts)

Es ist zu erkennen, dass das maximale Drehmoment bei hohen Drehzahlen bei der IM deutlich geringer ist als bei der PMSM. Dadurch unterscheidet sich das Beschleunigungsverhalten des

Fahrzeugs bei höheren Geschwindigkeiten [2]. Bei der PMSM fällt das maximale Drehmoment im Feldschwächbereich proportional zur Drehzahl ab, wobei die Leistung konstant bleibt. Abhängig von der Dimensionierung kann der Konstantleistungsbereich der PMSM begrenzt sein. Bei den im Rahmen dieser Arbeit dimensionierten PMSM ist dies nicht der Fall. Bei der IM ist die Maximalleistung im Feldschwächbereich nicht konstant, und das maximale Drehmoment sinkt deutlich stärker ab als bei der PMSM, da das Kippmoment im Feldschwächbereich umgekehrt proportional zum Quadrat der Drehzahl sinkt und zudem der Leistungsfaktor bei Annäherung an den Kippunkt immer schlechter wird.

Das Dauerdrehmoment der E-Maschinen ist von der Art der Kühlung abhängig. Bei der IM entstehen im Vergleich zur PMSM deutlich höhere Verluste im Läufer. Die Dauerleistung der IM kann durch eine Rotorlüftung gesteigert werden. Der Strangstrom der IM ist aufgrund des zusätzlichen Magnetisierungsstroms bei gleichem Drehmoment höher als bei der PMSM. Aus diesen Gründen wird für die IM mit Rotorlüftung angenommen, dass das Dauerdrehmoment ebenso wie das Maximalmoment um 10% geringer ist als das der PMSM. Die Drehzahl-Drehmoment-Charakteristiken des Dauerdrehmoments $M_{Dauer}(n)$ der PMSM und der IM sind annähernd gleich. Im Feldschwächbereich fällt das mögliche Dauerdrehmoment bei beiden E-Maschinentypen zunächst proportional zur Drehzahl ab, und die Dauerleistung bleibt konstant. Bei der IM ist das Dauerdrehmoment bei hohen Drehzahlen durch das maximal mögliche Drehmoment (Kippmoment) begrenzt. Die Dauerleistung der IM ist ab dieser Drehzahl nicht mehr konstant und entspricht dann der Maximalleistung der IM.

Mithilfe des Fahrzeugmodells (Abschnitt 4.1), der Performanceanforderungen (Abschnitt 2.1) und der Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien kann eine erste Abschätzung der Drehmoment- und Leistungsanforderungen an die E-Maschinen erfolgen. Ziel dieser Abschätzung ist es, mit möglichst wenig unterschiedlichen E-Motoren vergleichbare Performancevarianten, wie sie bei den aktuell am Markt verfügbaren Fahrzeugen mit Verbrennungsmotor vorhanden sind, zu ermöglichen. Dabei wurde eine maximale Abweichung der Beschleunigungsvorgaben (Tabelle 2.3) von $\pm 0,3$ s festgelegt. Es stellte sich heraus, dass mit insgesamt acht unterschiedlichen Drehmoment- und Leistungsanforderungen die unterschiedlichen Performancevarianten in allen Fahrzeugklassen erreicht werden können. Bei Verwendung von PMSM und IM mit gleichen Statoren können die Anforderungen mit vier unterschiedlichen Statoren erreicht werden. In Tabelle 5.2 sind die Drehmoment- und Leistungsanforderungen an die E-Maschinen für die jeweiligen Fahrzeugvarianten dargestellt.

Tabelle 5.2: Fahrzeugklassen und E-Maschinen-Anforderungen

Fahrzeugklasse	E-Maschine	maximales Drehmoment	maximale Leistung
A, B	IM1	75 Nm	59 kW
A, B, C	PMSM1	85 Nm	67 kW
B, C, D	IM2	110 Nm	86 kW
C, D, J00	PMSM2	125 Nm	98 kW
C, D, E, J00, J0	IM3	160 Nm	126 kW
C, D, E, J00, J0	PMSM3	180 Nm	141 kW
D, E, J0, J	IM4	235 Nm	185 kW
E, J0, J	PMSM4	260 Nm	204 kW

Um die Performanceanforderungen aller Fahrzeugsegmente mit einer Baureihe abdecken zu können, muss das Drehmoment um den Faktor 3,5 skaliert werden. Die Verwendung von PMSM und IM in einer Baureihe erfordert eine Skalierung des Drehmoments eines Maschinentyps um den Faktor 3,1. Diese Drehmomentskalierung ist durch eine Längenskalierung mit konstantem Durchmesser möglich. Anhand einer Grobdimensionierung erfolgt eine Abschätzung des Durchmessers und der Länge der Maschinen. Durch den Einsatz der unterschiedlichen E-Maschinen in einer Fahrzeugklasse können die in Kapitel 2.1 erarbeiteten unterschiedlichen Fahrzeugeanforderungen abgedeckt werden. In Bild 5.2 ist die Beschleunigung mit unterschiedlichen E-Motoren für die Fahrzeugklassen D und C dargestellt.

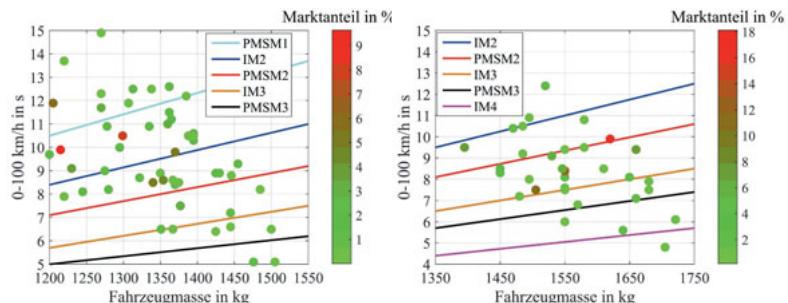


Bild 5.2: Vergleich der am Markt befindlichen konventionellen Fahrzeuge (Punkte) mit den durch die unterschiedlichen E-Maschinen erreichten Beschleunigungen in der Fahrzeugklasse C (links) und in der Fahrzeugklasse D (rechts)

Je nach Größe der Fahrzeuggewicht steigt die Fahrzeuggewicht des E-Fahrzeugs im Vergleich zum konventionellen Fahrzeug. Die Punkte zeigen die aktuell am Markt befindlichen konventionellen Fahrzeuge. Die Linien stellen die Performance dar, die mit der jeweiligen E-Maschine erreicht wird. Es ist zu erkennen, dass mit der E-Maschinenbaureihe die unterschiedlichen Fahrzeugperformances auch bei höheren Fahrzeuggewichten erreicht werden können. Tabelle 5.3 zeigt die Aufteilung der E-Maschinen auf die Fahrzeugklassen und Performancevarianten (V1-V5). Die Variante V5 steht dabei für die höchste Fahrzeugperformance. Die Zuordnung zu den heute zugelassenen Stückzahlen der einzelnen Varianten kann aus Tabelle 2.4 entnommen werden.

Tabelle 5.3: Aufteilung der E-Maschinen auf die Fahrzeugklassen und Performancevarianten

	A	B	C	D	E	J00	J0	J
V1	IM1	IM1	PMSM1	IM2	IM3	PMSM2	IM3	IM4
V2	PMSM1	PMSM1	IM2	PMSM2	PMSM3	IM3	PMSM3	PMSM4
V3	-	IM2	PMSM2	IM3	IM4	PMSM3	IM4	-
V4	-	-	IM3	PMSM3	PMSM4	-	PMSM4	-
V5	-	-	PMSM3	IM4	-	-	-	-

5.2 Dimensionierung der E-Maschinen- und der Leistungselektronik-Baureihe

Für das in Abschnitt 2.2 vorgestellte Konzept der Längenskalierung mit zusätzlicher Strangzahlvariation und die in Abschnitt 5.1 erarbeiteten Anforderungen werden im Folgenden konkrete E-Maschinen unterschiedlicher Blechpaketlänge und Strangzahl dimensioniert. Im Anschluss wird die jeweilige Leistungselektronik für die E-Maschinen dimensioniert.

5.2.1 Dimensionierung der E-Maschinen-Baureihe

Für das Konzept der Strangzahlskalierung sind nur spezielle Nutz-Polpaarzahl-Kombinationen geeignet, die eine Strangzahlvariation mit identischen Blechpaketabmessungen ermöglichen. Die Polpaarzahl von Induktionsmaschinen ist ebenfalls stark eingeschränkt, da mit steigender Polpaarzahl der Leistungsfaktor sinkt. Bei Induktionsmaschinen für Traktionsantriebe sind lediglich Polpaarzahlen von $p = 2$ und $p = 3$ sinnvoll [11]. Daraus ergeben sich die in Tabelle 5.4 dargestellten Nutzahl-Polpaarzahl-Strangzahlkombinationen, die zu mehreren möglichen Baureihen zusammengefasst werden können.

Tabelle 5.4: Nutzahl-Polpaarzahl-Strangzahlkombinationen

Baureihe	Nutzahl	Polpaarzahl	Strangzahl	Lochzahl
I	$N_1 = 24$	$p = 2$	$m_1 = 3$	$q = 2$
I	$N_1 = 24$	$p = 2$	$m_1 = 6$	$q = 1$
II	$N_1 = 36$	$p = 3$	$m_1 = 3$	$q = 2$
II	$N_1 = 36$	$p = 3$	$m_1 = 6$	$q = 1$
III	$N_1 = 48$	$p = 2$	$m_1 = 3$	$q = 4$
III	$N_1 = 48$	$p = 2$	$m_1 = 6$	$q = 2$
IV	$N_1 = 72$	$p = 3$	$m_1 = 3$	$q = 4$
IV	$N_1 = 72$	$p = 3$	$m_1 = 6$	$q = 2$
V	$N_1 = 72$	$p = 2$	$m_1 = 3$	$q = 6$
V	$N_1 = 72$	$p = 2$	$m_1 = 6$	$q = 3$
V	$N_1 = 72$	$p = 2$	$m_1 = 9$	$q = 2$

Die Leiterlänge im Wicklungskopf sinkt mit steigender Polpaarzahl, wodurch in der Regel auch die axiale Wickelkopfausladung abnimmt. Dadurch haben die Varianten mit $p = 3$ bei identischer Blechpaketlänge in der Regel eine geringere Gesamtbaufläche und dadurch einen Bauraumvorteil gegenüber den Varianten mit $p = 2$. Zusätzlich erhöht sich das maximale Drehmoment einer PMSM mit steigender Polpaarzahl [61]. Wie bereits in Abschnitt 2.2 erläutert, ist eine Lochzahl $q = 1$ bei sechssträngigen Wicklungen durchaus ausführbar. Anhand der Drehmomentanforderungen aus Abschnitt 5.1 und einer Grobdimensionierung können der Außen Durchmesser und die Blechpaketlänge der E-Maschinen abgeschätzt werden. Eine Nutzahl

von $N_1 = 72$ führt bei dem gewählten Außendurchmesser zu Zahnbreiten von $b_{Zahn} < 3 \text{ mm}$. Dies ist aus fertigungstechnischen Gründen nicht sinnvoll. Daher wurde in dieser Arbeit für alle weiteren Untersuchungen und Dimensionierungen die Baureihe II gewählt. Ziel ist es, den Strangstrom in der Baureihe möglichst konstant zu halten. Mithilfe des in Abschnitt 4.2.1 vorgestellten Programms „ASYN“ wurden vier Induktionsmaschinen unterschiedlicher Länge und Strangzahl dimensioniert. Die maximale Strangspannung $U_{1,\max}$ ist bei allen Varianten identisch. Tabelle 5.5 zeigt die elektrischen Daten und die Bauraumabmessungen der dimensionierten Induktionsmaschinen. Zusätzlich wird angegeben, für welche Fahrzeugklassen die E-Maschinen geeignet sind.

Tabelle 5.5: Induktionsmaschinen der Baureihe II

	IM1	IM2	IM3	IM4
M_{\max}	75 Nm	110 Nm	162 Nm	237 Nm
P_{\max}	63 kW	92 kW	132 kW	194 kW
$I_{1,\max}$	240 A	350 A	240 A	350 A
$J_{1,\max}$	27 A/mm^2	26 A/mm^2	27 A/mm^2	26 A/mm^2
$U_{1,\max}$	134 V	134 V	134 V	134 V
n_{leck}	8000 min^{-1}	8000 min^{-1}	7800 min^{-1}	7800 min^{-1}
n_{\max}	18000 min^{-1}	18000 min^{-1}	18000 min^{-1}	18000 min^{-1}
m_1	3	3	6	6
l_{Fe}	78 mm	114 mm	156 mm	228 mm
d_A	162 mm	162 mm	162 mm	162 mm
$d_{\text{Gehäuse}}$	188 mm	188 mm	188 mm	188 mm
$l_{\text{Gehäuse}}$	131 mm	167 mm	209 mm	281 mm
$V_{\text{Gehäuse}}$	3636 cm^3	4636 cm^3	5802 cm^3	7800 cm^3
Fahrzeugklasse	A, B	B, C, D	C, D, E, J00, J0	D, E, J0, J

Der maximale Strangstrom $I_{1,\max}$ in der Baureihe II ist nicht konstant, sondern steigt um den Faktor 1,5. Dies ist dadurch begründet, dass die Leistung der E-Maschinen um den Faktor 3,1 skaliert wird, die Strangzahl jedoch nur um den Faktor 2. Daher müssen für diese Baureihe zwei unterschiedliche Leistungsmodule entwickelt werden. Durch die Strangzahlvariation wird erreicht, dass zwei der vier E-Maschinen denselben Strangstrom haben. Bild 5.3 zeigt den Blechschnitt und das Wirkungsgradkennfeld der IM2.

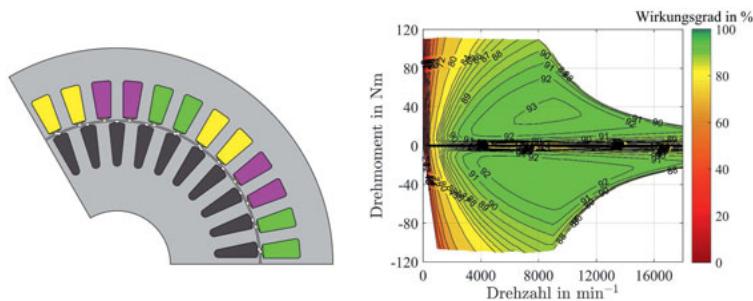


Bild 5.3: Blechschnitt (links) und Wirkungsgradkennfeld (rechts) der IM2

Wie bereits in Abschnitt 2.2 erläutert ist die Fertigung von Einschichtwicklungen im Vergleich zu Zweischichtwicklungen in der Regel kostengünstiger. Bei sechssträngigen Wicklungen kann bei der gewählten Lochzahl $q = 1$ grundsätzlich auf eine Zweischichtwicklung verzichtet werden, da das Oberwellenspektrum nur die nutharmonischen Oberfelder enthält und keine Oberwellen der Ordnungszahlen $v' = -5p$ und $v' = 7p$ entstehen. Die nutharmonischen Oberfelder werden durch Schrägung des Rotors reduziert. Aus diesen Gründen wurde für die drei- und sechs-strängige Wicklung jeweils eine Einschichtwicklung gewählt. Der Einheitsstator ermöglicht den Austausch des Käfigläufers durch einen Permanentmagnetläufer. Die PMSM wurde, wie in Kapitel 4.2.1 erläutert, mit dem Programm „PMOK“ in Verbindung mit dem Programm „FEMAG“ dimensioniert. Die Geometrie des Einheitsstators wurde dabei nicht verändert. Die maximalen Strom- und Spannungsgrenzen sind bei der PMSM und der IM identisch, wodurch für den Wechselrichter die gleichen Halbleitermodule verwendet werden können [9]. Dadurch werden die Anzahl verschiedener Bauelemente und somit die Fertigungskosten reduziert. Für die PMSM wurde eine Rotorgeometrie mit v-förmig vergrabenen Permanentmagneten gewählt. In Tabelle 5.6 sind die elektrischen Daten der dimensionierten PMSM dargestellt. Die Bauraumabmessungen sind bei der PMSM- und der IM-Baureihe gleich. Dies erleichtert den Einbau in die verschiedenen Fahrzeugklassen.

Tabelle 5.6: Permanentmagneterregte Synchronmaschinen der Baureihe II

	PMSM1	PMSM2	PMSM3	PMSM4
M_{\max}	88 Nm	130 Nm	182 Nm	268 Nm
P_{\max}	72 kW	103 kW	145 kW	208 kW
$I_{1,\max}$	240 A	350 A	240 A	350 A
$J_{1,\max}$	27 A/mm²	26 A/mm²	27 A/mm²	26 A/mm²
$U_{1,\max}$	134 V	134 V	134 V	134 V
n_{eck}	7800 min⁻¹	7600 min⁻¹	7600 min⁻¹	7400 min⁻¹
n_{\max}	18000 min⁻¹	18000 min⁻¹	18000 min⁻¹	18000 min⁻¹
m_1	3	3	6	6
$V_{\text{Gehäuse}}$	3636 cm³	4636 cm³	5802 cm³	7800 cm³
Fahrzeugklasse	A, B, C	C, D, J00	C, D, E, J00, J0	E, J0, J

Bild 5.4 zeigt den Blechschnitt und das Wirkungsgradkennfeld der PMSM2.

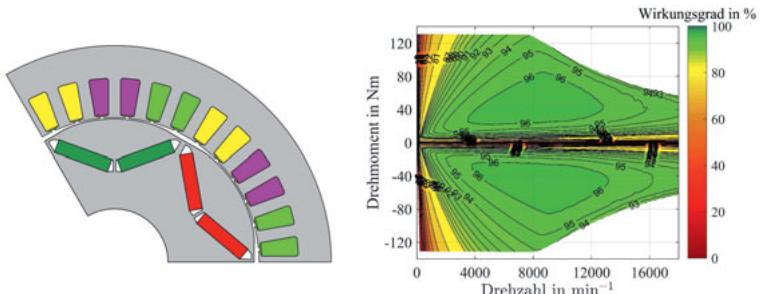


Bild 5.4: Blechschnitt (links) und Wirkungsgradkennfeld (rechts) der PMSM2

Zusätzlich wurden die sechssträngigen E-Maschinen der Baureihe II als dreisträngige Varianten mit gleichen Geometrieabmessungen dimensioniert. Dadurch entsteht eine neue dreisträngige Baureihe IIb, welche aus den dreisträngigen E-Maschinen der Baureihe II und den neu dimensionierten E-Maschinen (IM3b, PMSM3b, IM4b, PMSM4b) besteht. Aus Tabelle 5.7 wird ersichtlich, dass bei einer konstanten Strangzahl $m_1 = 3$ (Baureihe IIb) vier unterschiedliche maximale Stangsströme I_{\max} entstehen.

Tabelle 5.7: E-Maschinen der Baureihe II und der Baureihe IIb

E-Maschinen	Baureihe	m_1	$I_{1,\max}$	M_{\max}	n_{eck}
IM1 / PMSM1	II u. IIb	3	240 A	75 Nm / 88 Nm	8000 min⁻¹ / 7800 min⁻¹
IM2 / PMSM2	II u. IIb	3	350 A	110 Nm / 130 Nm	8000 min⁻¹ / 7600 min⁻¹
IM3 / PMSM3	II	6	240 A	162 Nm / 182 Nm	7800 min⁻¹ / 7600 min⁻¹
IM4 / PMSM4	II	6	350 A	237 Nm / 268 Nm	7800 min⁻¹ / 7400 min⁻¹
IM3b / PMSM3b	IIb	3	500 A	157 Nm / 182 Nm	8000 min⁻¹ / 7800 min⁻¹
IM4b / PMSM4b	IIb	3	725 A	231 Nm / 267 Nm	8000 min⁻¹ / 7600 min⁻¹

Aus diesem Grund werden insgesamt vier unterschiedliche Leistungsmodule benötigt. Bei Skalierung der Stangenzahl, wie es in der Baureihe II erfolgt, reduziert sich die Anzahl der unterschiedlichen maximalen Strangströme auf zwei ($I_{\max} = 240 \text{ A}$ und $I_{\max} = 350 \text{ A}$). Dadurch müssen in dieser Baureihe lediglich zwei unterschiedliche Leistungsmodule verwendet werden. In Abschnitt 7.1 werden die Kostenvorteile der strangzahlskalierten Baureihe II gegenüber der Baureihe IIb dargestellt. Zusätzlich erfolgt ein Vergleich der Energieeffizienz in den Fahrzyklen. Die erarbeitete Baureihe II ist in Bild 5.5 dargestellt.

Performanceanforderung an das Fahrzeug				
EM-Stator				
IM-Rotor				
PMSM-Rotor				
Wechselrichter				

Bild 5.5: Baureihenkonzept der Baureihe II

Bei der Dimensionierung der E-Maschinen wurde darauf geachtet, dass die Drehmomentwelligkeit kleiner als 5% ist. Wie in Abschnitt 2.2 erläutert, erzeugt eine sechssträngige Wicklung keine grundfrequenten Oberwellen der Ordnungszahlen $v' = -5p$ und $v' = 7p$. Dadurch können keine Pendelmomente sechsfacher Grundfrequenz erzeugt werden. Bei dreisträngiger Wicklung können diese Pendelmomente jedoch auftreten. Zusätzlich entstehen bei der gewählten Nutzahl-Polpaarzahl-Kombination ($N_1 = 36$ und $p = 3$) durch die Nutharmonischen $v' = -11p$ und $v' = 13p$ Pendelmomente mit zwölfacher Grundfrequenz. Das Pendelmoment durch die Nutharmonischen lässt sich durch Schrägung der Maschine reduzieren. Aus diesem Grund wurde der Rotor der IM um eine Ständernutteilung kontinuierlich geschrägt. Der Rotor der PMSM ist in sechs Segmente unterteilt, die jeweils so gegeneinander verdreht sind, dass sich ebenfalls eine Schrägung um eine Ständernutteilung ergibt. In Bild 5.6 sind die Auswirkungen der Strangzahlvariation und der Schrägung an der PMSM2 unter Last über eine doppelte Polteilung dargestellt.

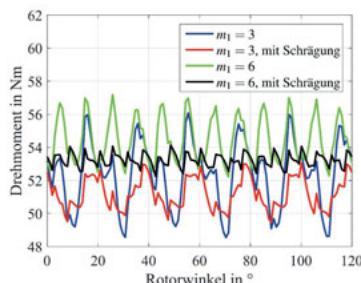
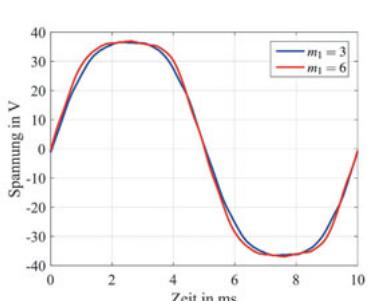


Bild 5.6: Drehmomentwelligkeit der drei- und der sechssträngigen PMSM2

Der Strangstrom der sechssträngigen Maschine ist dabei halb so groß wie der der dreisträngigen Variante ($I_{m6} = 0,5 \cdot I_{m3}$). Es ist gut zu erkennen, dass durch den erhöhten Wicklungsfaktor der sechssträngigen Maschine ($\xi_{m6,p} = 1$, $\xi_{m3,p} = 0,966$) das mittlere Drehmoment steigt. Das Drehmoment der ungeschräгten sechssträngigen Variante enthält nur Pendelmomente zwölffacher Grundfrequenz, wohingegen bei der dreisträngigen Variante zusätzlich Pendelmomente sechsfacher Grundfrequenz auftreten. Durch die Schrägung werden bei beiden Varianten die Pendelmomente zwölffacher Grundfrequenz deutlich reduziert (Bild 5.6). Es ist ersichtlich, dass die sechssträngige PMSM mit Schrägung die geringste Drehmomentwelligkeit aufweist. Bei identischem Drehmoment gilt für den Strangstrom der sechssträngigen E-Maschine $I_{m6} = 0,483 \cdot I_{m3}$. Der Strangwiderstand der sechssträngigen Wicklung ist gegenüber der dreisträngigen Wicklung doppelt so groß ($R_{m6} = 2 \cdot R_{m3}$). Daraus ergibt sich für die Stromwärmeverluste

$$\frac{P_{vw1,m6}}{P_{vw1,m3}} = \frac{6 \cdot R_{m6} \cdot I_{m6}^2}{3 \cdot R_{m3} \cdot I_{m3}^2} = \frac{6 \cdot 2 \cdot R_{m3} \cdot (0,483 \cdot I_{m3})^2}{3 \cdot R_{m3} \cdot I_{m3}^2} = 0,933. \quad (5.1)$$

Dies bedeutet, dass bei identischem Drehmoment die Grundschwingungsstromwärmeverluste P_{vw1} der sechssträngigen E-Maschine 6,7% geringer sind als die der dreisträngigen Variante. In Abschnitt 3 wurde erläutert, dass eine fünfte und siebte Oberwelle im Feldspektrum des Permanentmagnetflusses Spannungen fünf- und siebenfacher Grundfrequenz erzeugen. Diese Spannungen führen bei sechssträngigen Wicklungen zu hohen Strömen der gleichen Frequenz. Um dies zu vermeiden, wurden bei der Dimensionierung des PMSM-Rotors Sinusfeldpole verwendet. Bild 5.7 zeigt die berechnete Strangspannung und die Fourieranalyse im Leerlauf der drei- und der sechssträngigen PMSM2 bei einer Drehzahl von $n = 2000 \text{ min}^{-1}$. Es ist gut zu erkennen, dass die Spannungen fünf- und siebenfacher Grundfrequenz sehr gering sind. Aufgrund des höheren Wicklungsfaktors des Hauptfelds und der Oberfelder sind die Spannungen bei der sechssträngigen Wicklung etwas höher als bei der dreisträngigen Wicklung.



Frequenz	Strangspannung
$m_1 = 3$	
f_1	28,14 V
$3f_1$	2,55 V
$5f_1$	0,05 V
$7f_1$	0,06 V
$m_1 = 6$	
f_1	29,13 V
$3f_1$	3,60 V
$5f_1$	0,20 V
$7f_1$	0,24 V

Bild 5.7: Berechnete Leerlaufstrangspannung der drei- und der sechssträngigen PMSM2 (links) und die Fourieranalyse (rechts) bei $n = 2000 \text{ min}^{-1}$

Tabelle 5.8 zeigt die Fourieranalyse der mittels FEM-Simulation berechneten Spannung bei einem Drehmoment von $M = 55 \text{ Nm}$, einer Drehzahl von $n = 7000 \text{ min}^{-1}$ und sinusförmigen Strömen ohne Oberschwingungen. Dabei entstehen im drei- und sechssträngigen Betrieb durch Eisensättigung Strangspannungen fünf- und siebenfacher Grundfrequenz.

Tabelle 5.8: Fourieranalyse der Spannung und des Strangstroms bei Sinusstrom

Frequenz	Strangstrom	Strangspannung	verkettete Spannung
$m_1 = 3$			
f_1	138,6 A	103,1 V	178,6 V
$3f_1$	0 A	11,8 V	0 V
$5f_1$	0 A	5,9 V	10,2 V
$7f_1$	0 A	2,1 V	3,6 V
$m_1 = 6$			
f_1	66,7 A	103,6 V	180,0 V
$3f_1$	0 A	14,1 V	0 V
$5f_1$	0 A	11,6 V	20,1 V
$7f_1$	0 A	3,2 V	5,5 V

Die Spannungen fünf- und siebenfacher Grundfrequenz sind bei der sechssträngigen Wicklung höher, da der Wicklungsfaktor der sechssträngigen Wicklung für diese Frequenzen und Polpaarzahlen höher ist. Tabelle 5.9 zeigt die Ergebnisse der FEM-Berechnung, bei der jeweils Ströme mit fünf- und siebenfacher Grundfrequenz in der Statorwicklung derart eingeprägt wurden, dass die Oberschwingungsspannungen dieser Frequenzen minimiert werden. Dies entspricht einer rein sinusförmigen Spannungsspeisung der E-Maschine mit Grundfrequenz.

Tabelle 5.9: Fourieranalyse der Spannung und des Strangstroms bei Sinusspannung

Frequenz	Strangstrom	Strangspannung	verkettete Spannung
$m_1 = 3$			
f_1	138,6 A	103,7 V	179,6 V
$3f_1$	0 A	11,1 V	0 V
$5f_1$	3,5 A	≈ 0 V	≈ 0 V
$7f_1$	1,6 A	≈ 0 V	≈ 0 V
$m_1 = 6$			
f_1	66,7 A	103,9 V	180,0 V
$3f_1$	0 A	9,6 V	0 V
$5f_1$	18,0 A	≈ 0 V	≈ 0 V
$7f_1$	6,6 A	≈ 0 V	≈ 0 V

Die FEM-Berechnungen bestätigen, dass bei harmonischer Spannungsspeisung mit Grundfrequenz die Ströme mit fünf- und siebenfacher Grundfrequenz bei der sechssträngigen Wicklung deutlich höher sind als bei der dreisträngigen Wicklung. Bei der sechssträngigen Wicklung betragen diese Ströme 27% bzw. 10% des Grundschwingungsstroms, wohingegen bei

dreisträngiger Wicklung diese nur 2,5% bzw. 1,1% des Grundschwingungsstroms betragen (Tabelle 5.9). Bild 5.8 zeigt die simulierten Zeitverläufe der Strangströme der drei- und der sechs-strängigen PMSM bei $n = 7000 \text{ min}^{-1}$, $M = 55 \text{ Nm}$ und rein sinusförmiger Spannungs- speisung mit Grundfrequenz. Um die Oberschwingungsströme zu vermeiden, muss die PMSM

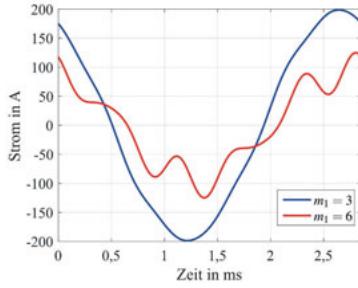


Bild 5.8: Strangströme bei rein sinusförmiger Spannungsspeisung mit Grundfrequenz

mit den Oberschwingungsspannungen aus Tabelle 5.8 gespeist werden. In Abschnitt 6.4 wird dies bei Wechselrichterspeisung am Prüfstand durchgeführt.

5.2.2 Dimensionierung der Leistungselektronik-Baureihe

Im Folgenden werden die in [9] dimensionierten Leistungselektroniken für die E-Maschinen- baureihen vorgestellt. Die Chipfläche einer Halbbrücke A_{Ch} ist linear vom maximalen Strang- strom $I_{1,\max}$ abhängig, wohingegen das Bauvolumen des Leistungsmoduls V_{LM} nichtlinear vom maximalen Strangstrom abhängt [9]. Für die E-Maschinen der Baureihe II und IIb wurden in [9] dreiphasige Leistungsmodule(LM1-LM4) dimensioniert, die in Tabelle 5.10 angegeben sind. Die sechssträngigen Leistungsmodule bestehen aus zwei dreisträngigen Leistungsmodulen ($2 \cdot \text{LM1}$ und $2 \cdot \text{LM2}$).

Tabelle 5.10: Leistungsmodule für die Baureihe II und IIb

Leistungsmodul	Baureihe	m_1	$I_{1,\max}$	A_{Ch}	$A_{\text{Ch,ges}} = m_1 \cdot A_{\text{Ch}}$	$V_{\text{LM,ges}}$
LM1	II u. IIb	3	240 A	520 mm^2	1560 mm^2	573 cm^3
LM2	II u. IIb	3	350 A	752 mm^2	2256 mm^2	674 cm^3
$2 \cdot \text{LM1}$	II	6	240 A	520 mm^2	3120 mm^2	1145 cm^3
$2 \cdot \text{LM2}$	II	6	350 A	752 mm^2	4512 mm^2	1347 cm^3
LM3	IIb	3	500 A	1070 mm^2	3210 mm^2	799 cm^3
LM4	IIb	3	725 A	1544 mm^2	4632 mm^2	968 cm^3

Die Gesamtchipfläche $A_{\text{Ch,ges}}$ ist bei den dreiphasigen Leistungsmodulen im Vergleich zu den sechphasigen Leistungsmodulen um etwa 3% größer. Wie in Abschnitt 2.3 erläutert, ist das

Gesamtbauvolumen des dreiphasigen im Vergleich zum sechsphasigen Leistungsmodul um etwa 30% geringerer. Es wird jedoch ersichtlich, dass in der Baureihe II nur zwei unterschiedliche Chipflächen einer Halbbrücke A_{Ch} entstehen und in der Baureihe IIb vier. In Abschnitt 7.2 wird gezeigt, dass dadurch in der Baureihe II Kostenvorteile gegenüber der Baureihe IIb entstehen. Zur Dimensionierung der Zwischenkreiskapazität wurde in Abschnitt 4.3 eine maximal zulässige Spannungsschwankung $\Delta U_{\text{DC}} \leq 3\%$ festgelegt. Durch diese Vorgabe kann für jeden Betriebspunkt im E-Maschinenkennfeld eine minimal benötigte Kapazität C_{\min} bestimmt werden. Zusätzlich muss der maximal auftretende Kondensatorwechselstrom $I_{\text{C},\max}$ im E-Maschinenkennfeld bestimmt werden, da zusätzlich sichergestellt werden muss, dass die gewählte Zwischenkreiskapazität durch den Kondensatorwechselstrom thermisch nicht überlastet wird. Im Datenblatt des Kondensators ist dieser maximal zulässige Kondensatorwechselstrom angegeben. Bild 5.9 zeigt die minimal benötigte Kapazität C_{\min} und den Kondensatorwechselstrom I_{C} für das motorische E-Maschinenkennfeld der sechssträngigen PMSM3 ohne Interleaving.

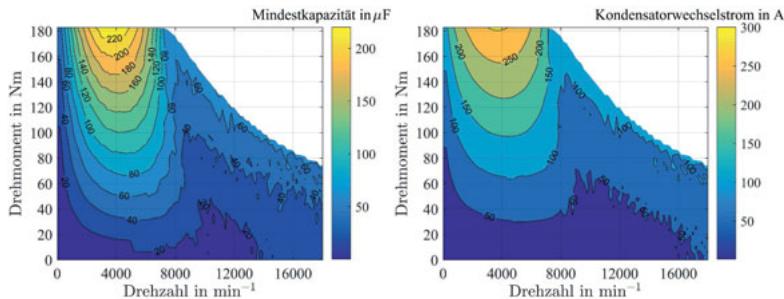


Bild 5.9: Minimal benötigte Kapazität C_{\min} (links) und Kondensatorwechselstrom I_{C} (rechts) für das E-Maschinenkennfeld der sechssträngigen PMSM3 ohne Interleaving

Durch Interleaving kann die minimal benötigte Kapazität und der Kondensatorwechselstrom deutlich reduziert werden (Bild 5.10).

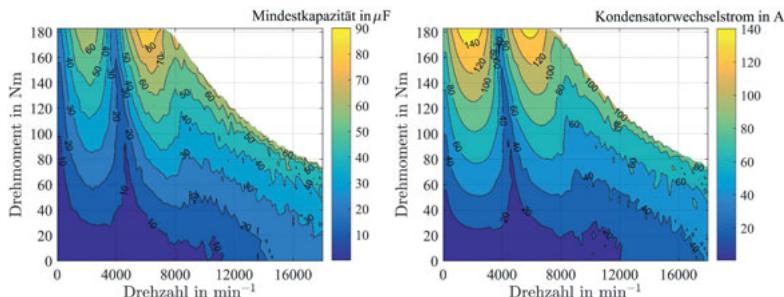


Bild 5.10: Minimal benötigte Kapazität C_{\min} (links) und Kondensatorwechselstrom I_{C} (rechts) für das E-Maschinenkennfeld der sechssträngigen PMSM3 mit Interleaving

Anhand dieser Kennfelder kann der benötigte Kondensator für den Betrieb mit und ohne Interleaving berechnet werden (Bild 5.11).

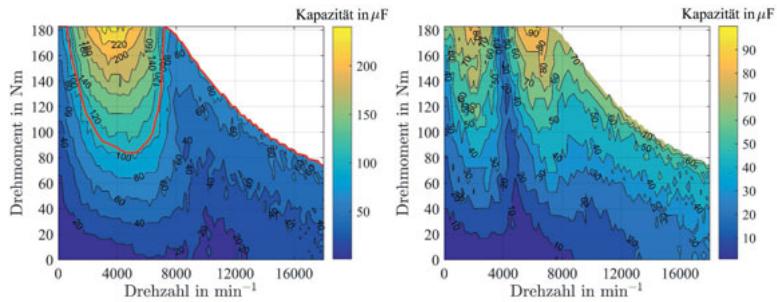


Bild 5.11: Benötigte Kapazität C_{WR} ohne Interleaving (links) und mit Interleaving (rechts) für das E-Maschinenkennfeld der sechssträngigen PMSM3

Die benötigte Kapazität ohne Interleaving beträgt $C_{WR} = 240 \mu\text{F}$ und mit Interleaving nur $C_{WR} = 100 \mu\text{F}$. In Bezug auf die Kosten und den Bauraum des Wechselrichters sollte daher auf das Interleaving nicht verzichtet werden. In Abschnitt 3.3 und Abschnitt 6.3.2 wurde gezeigt, dass durch das PWM-Interleaving die Oberschwingungsverluste in der E-Maschine steigen. Das Kennfeld ohne Interleaving zeigt, dass für die Betriebspunkte unterhalb der in rot eingezeichneten Grenzkennlinie ebenfalls eine Kapazität von $C_{WR} = 100 \mu\text{F}$ ausreichend ist. Um den Wirkungsgrad der E-Maschine in diesen Betriebspunkten nicht unnötig zu verschlechtern, sollte das Interleaving nur in den Betriebspunkten oberhalb der roten Grenzkennlinie aktiviert werden. Diese Betriebspunkte werden im Fahrzyklus nur selten und kurzzeitig angefahren (Abschnitt 7.1). Die Verschlechterung des Wirkungsgrads durch Interleaving in diesen Betriebspunkten erhöht den Energieverbrauch im Fahrzyklus daher nicht signifikant. Ein zielgerichtetes PWM-Interleaving ist daher zur Reduzierung der Kosten- und des Bauraums bei der PMSM und der IM zu empfehlen. Tabelle 5.11 zeigt die minimalen Kapazitäten C_{min} , die für die Wechselrichter der einzelnen E-Motoren benötigt werden. Um die Anzahl der verschiedenen Kondensatoren zu reduzieren, wurden für die Baureihe II und IIB jeweils geeignete Kapazitäten ausgewählt. Dies führt auf der einen Seite teilweise zu Überdimensionierungen der Kondensatoren, auf der anderen Seite erhöht sich dadurch die Stückzahl je Bauteil, und die Kosten werden reduziert. Tabelle 5.11 zeigt die gewählten Kapazitäten C_{WR} und den sich daraus ergebenden Bauraum V_C .

Tabelle 5.11: Kondensatoren für die Baureihe II und IIb

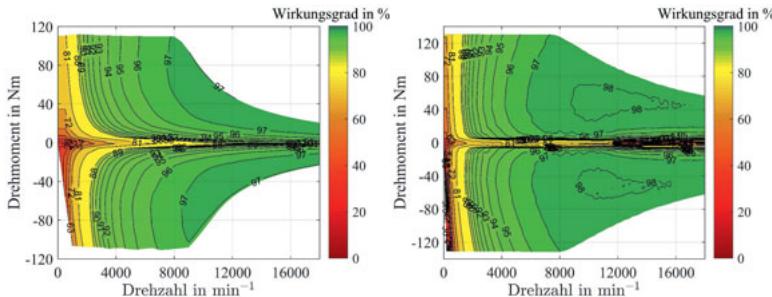
E-Maschinen	Baureihe	m_1	C_{\min}	$I_{C,\max}$	C_{WR}	V_C
IM1 / PMSM1	II u. IIb	3	118 μ F	155 A	120 μ F	234,5 cm ³
IM2 / PMSM2	II u. IIb	3	173 μ F	226 A	174 μ F	340,0 cm ³
IM3 / PMSM3	II	6	90 μ F	155 A	120 μ F	234,5 cm ³
IM4 / PMSM4	II	6	134 μ F	226 A	174 μ F	340,0 cm ³
IM3b / PMSM3b	IIb	3	245 μ F	321 A	246 μ F	480,8 cm ³
IM4b / PMSM4b	IIb	3	358 μ F	468 A	360 μ F	703,6 cm ³

In der Baureihe IIb werden vier unterschiedliche Kondensatoren benötigt. In der Baureihe II kann diese Zahl auf zwei reduziert werden. In Abschnitt 7.2 wird gezeigt, dass die Baureihe II aus diesem Grund Kostenvorteile gegenüber der Baureihe IIb hat. Zusätzlich ist zu erkennen, dass die Kapazitäten in der Baureihe II deutlich geringer sind und daher zusätzlich Kosten und Bauraum bei der Zwischenkreiskapazität eingespart werden können. In Tabelle 5.12 sind die benötigten Leistungsmodule und Kondensatoren für die Baureihe II und IIb dargestellt.

Tabelle 5.12: Leistungsmodule und Kondensatoren für die Baureihe II und IIb

Baureihe	Leistungsmodul	Kondensator
II u. IIb	LM1 ($A_{Ch} = 520 \text{ mm}^2$)	C1 (120 μ F)
II u. IIb	LM2 ($A_{Ch} = 752 \text{ mm}^2$)	C2 (174 μ F)
IIb	LM3 ($A_{Ch} = 1070 \text{ mm}^2$)	C3 (246 μ F)
IIb	LM4 ($A_{Ch} = 1544 \text{ mm}^2$)	C4 (360 μ F)

In Bild 5.12 sind die Wirkungsgradkennfelder des Leistungsmoduls LM2 bei Verwendung mit der IM2 und mit der PMSM2 dargestellt.

**Bild 5.12:** Wirkungsgradkennfeld des LM2 bei Verwendung mit der IM2 (links) und mit der PMSM2 (rechts)

Es ist zu erkennen, dass der Wirkungsgrad des LM2 bei Verwendung mit der PMSM2 höher ist als mit der IM2. Dies liegt an dem Strangstrom, der in weiten Bereichen des Kennfelds der PMSM2 niedriger ist als bei der IM2 aufgrund des besseren Leistungsfaktors der PMSM2.

Bild 5.13 zeigt die Wirkungsgradkennfelder der PMSM2 und der IM2 unter Berücksichtigung der Oberschwingungsverluste, die durch die Wechselrichterspeisung in der E-Maschine entstehen. Im Vergleich zu den Wirkungsgradkennfeldern ohne Oberschwingungsverluste (Bild 5.3 und 5.4) sinkt der Wirkungsgrad der E-Maschinen je nach Betriebspunkt um bis zu 2%.

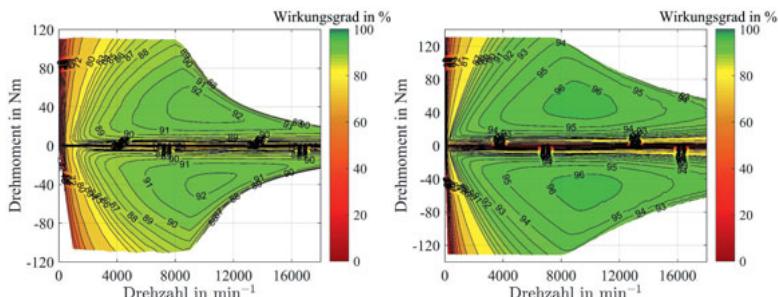


Bild 5.13: Wirkungsgradkennfeld mit Oberschwingungsverlusten der IM2 (links) und der PMSM2 (rechts)

In Bild 5.14 sind die Systemwirkungsgradkennfelder der beiden Antriebssysteme dargestellt.

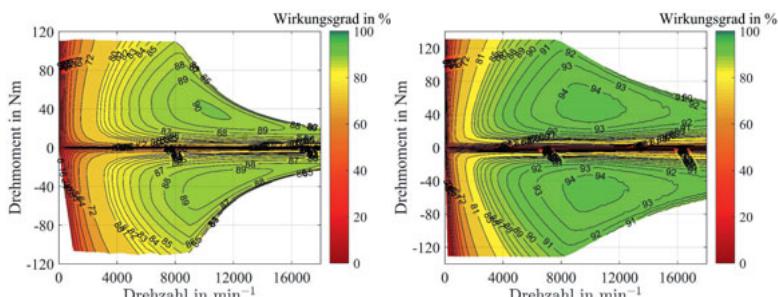


Bild 5.14: Systemwirkungsgradkennfeld des Antriebssystems mit der IM2 (links) und mit der PMSM2 (rechts)

Es ist zu erkennen, dass der maximale Systemwirkungsgrad des Antriebssystems mit der PMSM um bis zu 4% höher ist. Dies verdeutlicht, dass die Antriebssysteme mit der PMSM in Bezug auf die Energieeffizienz deutliche Vorteile gegenüber den IM-Antriebssystemen haben. Eine detaillierte Untersuchung der Energieeffizienz im Fahrzyklus wird in Abschnitt 7.1 durchgeführt.

6 Experimentelle Validierung

Zur messtechnischen Validierung der in Abschnitt 5.2 dimensionierten Baureihe wurden die IM2 und die PMSM2 mit der Möglichkeit sowohl des drei- als auch des sechssträngigen Betriebs als Prototyp realisiert und am Prüfstand untersucht. Diese Prototypen wurden von der Firma Robert Bosch GmbH gefertigt. In diesem Kapitel wird der Prüfstandsaufbau erläutert. Außerdem werden die Vor- und die Nachteile im drei- und sechssträngigen Betrieb einander gegenübergestellt. Zunächst werden die Einzelverluste der beiden Maschinentypen im drei- und im sechssträngigen Betrieb gemessen und mit den Simulationsergebnissen verglichen. Im Weiteren werden die hochfrequenten Oberschwingungsverluste durch die Wechselrichterspeisung in beiden Maschinen näher untersucht und mehrere Messverfahren zur Ermittlung der frequenzabhängigen Impedanz vorgestellt. Anhand der messtechnisch bestimmten Impedanz werden die hochfrequenten Oberschwingungsverluste in unterschiedlichen Betriebspunkten berechnet und mit den Messwerten verglichen. Anschließend wird die in Kapitel 3 erläuterte Problematik der Oberschwingungsströme der fünf- und siebenfachen Grundfrequenz anhand von Messungen bestätigt und ein Verfahren erarbeitet, welches zu einer deutlichen Reduzierung dieser Stromoberschwingungen führt.

Im Einheitsstator der beiden E-Maschinen sind zahlreiche Thermosensoren verbaut, die es ermöglichen, die Blechpakettemperatur, die Wicklungstemperatur, die Wicklungskopftemperatur und die Gehäusetemperatur an unterschiedlichen Stellen in der Maschine zu messen. Zusätzlich wurden in beiden Rotoren Thermosensoren verbaut. Eine Telemetrieeinheit übermittelt die Temperaturen im Rotor per Funk an das Temperaturmessgerät. Dadurch ist eine umfangreiche thermische Untersuchung der E-Maschinen sowie eine Validierung der thermischen Modelle möglich. Anhand der Messergebnisse lassen sich die Teilmodelle der E-Maschinen validieren und optimieren. Außerdem können die Vor- und Nachteile einer IM und einer PMSM als Antrieb für ein Elektrofahrzeug herausgearbeitet werden.

6.1 Prüfstandsaufbau

Die Induktionsmaschinen der E-Maschinenbaureihe sollen zur Erhöhung der Dauerleistung zusätzlich zur Wassermantelkühlung mit einer Ölkühlung des Rotors ausgestattet werden. Bei der am Prüfstand untersuchten IM2 wurde allerdings hiervon abweichend auf eine Rotorkühlung verzichtet, um den Prüfstandsaufbau zu vereinfachen. Zusätzlich kann dadurch bei gleichen Kühlbedingungen überprüft werden, welche Vor- und Nachteile die IM gegenüber der PMSM hat. Für den Einsatz im Fahrzeug ist bei der IM weiterhin eine Rotorkühlung vorgesehen.

Um die Vor- und Nachteile sechssträngiger E-Maschinen gegenüber der dreisträngigen Variante zu untersuchen, wurde die Statorwicklung jeweils so ausgeführt, dass sie über einen Klemmenkasten wahlweise drei- oder sechssträngig geschaltet und betrieben werden kann. Dazu wurden insgesamt 24 Einzelzuleitungen von Spulen und Spulengruppen aus den Maschinen geführt, die am Klemmenkasten über Schraubbolzen untereinander niederohmig verbunden werden können. An den Klemmenkasten kann wahlweise ein dreiphasiger oder ein sechphasiger Wechselrichter angeschlossen werden. In Bild 6.1 ist der Wicklungsplan des Einheitsstators mit den 24 Einzelzuleitungen dargestellt.

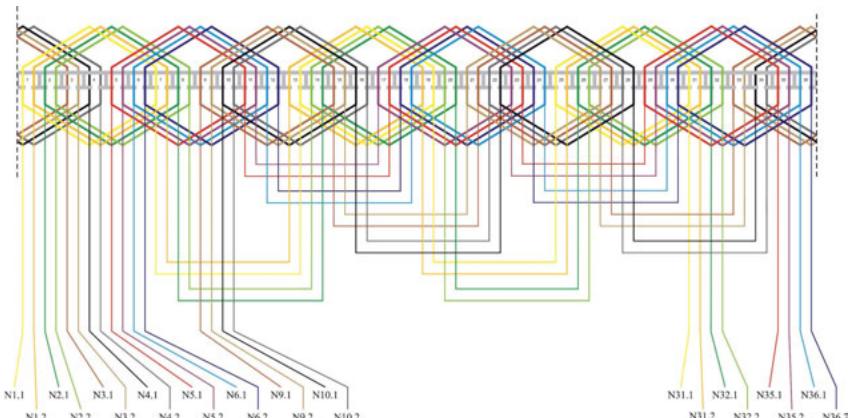


Bild 6.1: Wicklungsplan des Einheitsstators

Die Wicklung der Prototypen ermöglicht die Schaltung einer drei- bzw. sechssträngigen Wicklung mit der gleichen spannungshaltenden Windungszahl

$$w = \frac{w_{sp} \cdot q \cdot p}{a}. \quad (6.1)$$

Da sich bei Variation der Strangzahl die Lochzahl q ändert und die Zahl der parallelen Zweige $a = 1$ nicht variiert wird, muss sich die Spulenwindungszahl w_{sp} ändern. Dies wird durch die unterschiedliche Schaltung der 24 Einzelzuleitungen erreicht. In der erarbeiteten

E-Maschinenbaureihe kann die drei- bzw. die sechssträngige Wicklung jeweils als Einschichtwicklung ausgeführt werden, da eine Wicklungsumschaltung in einer gegebenen E-Maschine nicht erforderlich ist. Bild 6.2 zeigt ein Foto des PMSM2-Prototyps (links), welcher über eine Drehmomentmesswelle mit einer Lastmaschine (rechts) gekuppelt wurde.

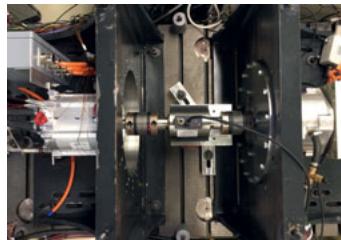


Bild 6.2: PMSM2-Prototyp (links) und Lastmaschine (rechts)

Die Wassermantelkühlung der E-Maschinen wurde an einen externen Kühlkreislauf angeschlossen. Dieser ermöglicht eine Temperaturregelung des Kühlmittels von 5°C bis 85°C. Bild 6.3 zeigt den schematischen Aufbau des Prüfstands.

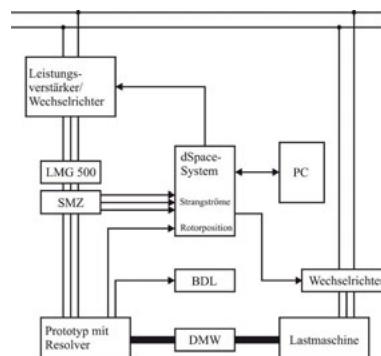


Bild 6.3: Schematischer Aufbau des Prüfstands

Mithilfe einer Drehmomentmesswelle (DMW) der Firma Kistler kann das Drehmoment der E-Maschine gemessen werden. Die Drehzahl der Lastmaschine sowie das Drehmoment des Prototypen werden mithilfe eines Simulinkmodells geregelt, welches auf einem dSpace-System realisiert ist. Die für die Regelung benötigten Strangströme werden mittels 500A-Agilent-Strommesszangen (SMZ) gemessen. Die Rotorposition wird mithilfe des Resolvers der Prototypen ermittelt und an die Regelung übertragen. Die Messung der elektrischen Leistung erfolgt über das Mehrphasen-Leistungsmessgerät LMG 500 der Firma Zimmer. Die Messung der Temperaturen in der E-Maschine erfolgt mithilfe eines Benchlink-Data-Loggers (BDL). Zusätzlich

wurde zur Speisung der Prototypen ein dreiphasiger Wechselrichter mit einem Stromrating von 800A pro Phase und einer maximalen Sperrspannung von 650V sowie ein sechphasiger Wechselrichter mit einem Stromrating von 400A pro Phase und einer Sperrspannung von 650V aufgebaut. Die Simulationsmodelle der Wechselrichter wurden in [9] durch Messungen validiert.

6.2 Leerlaufmessungen

Strangwiderstand und Permanentmagnetfluss

Zu Beginn wurden die Strangwiderstände der dreisträngigen PMSM und der dreisträngigen IM gemessen. In Tabelle 6.1 sind die gemessenen und die berechneten Strangwiderstände gegenübergestellt. Es zu erkennen, dass die Strangwiderstände (R_a , R_b , R_c) nahezu identisch sind und mit dem berechneten Strangwiderstand R_1 gut übereinstimmen.

Tabelle 6.1: Messung und Berechnung der Strangwiderstände

Maschinentyp	R_1 berechnet	R_a gemessen	R_b gemessen	R_c gemessen
PMSM	0,0103Ω	0,01026Ω	0,01040Ω	0,01029Ω
IM	0,0103Ω	0,01032Ω	0,01034Ω	0,01035Ω

Anschließend wurde zur Ermittlung des Permanentmagnetflusses die PMSM durch die Lastmaschine angetrieben und die induzierte Strangspannung im Leerlauf gemessen. Bild 6.4 zeigt den Vergleich der gemessenen mit der berechneten induzierten Strangspannung sowie die Fourieranalyse der gemessenen Strangspannung. Es ist eine gute Übereinstimmung zu erkennen; der Permanentmagnetfluss der Grundschwingung berechnet sich zu $\Psi_{PM} = \frac{\sqrt{2}U_1}{2\pi f_1} = 0,0634$ Vs. Es ist zu erkennen, dass durch die Sinusfeldpole speziell die Spannungsharmonischen fünf- und siebenfacher Grundfrequenz sehr gering sind.

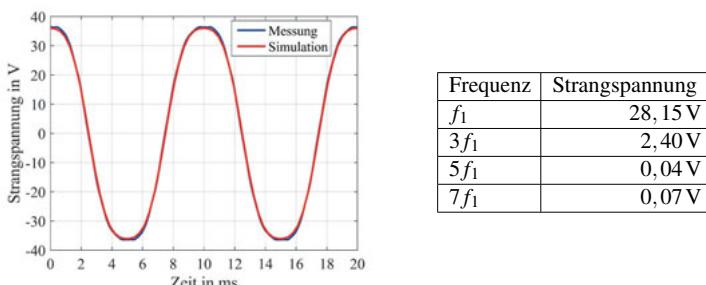


Bild 6.4: Leerlaufstrangspannung der dreisträngigen PMSM (links) und die Fourieranalyse (rechts) bei $n = 2000\text{ min}^{-1}$

Leerlaufverluste

Im Anschluss wurden die Leerlaufverluste der PMSM und der IM messtechnisch ermittelt. Dazu wurden die Maschinen angetrieben und mithilfe der Drehmomentmesswelle das Drehmoment gemessen. Die Leerlaufverluste der PMSM beinhalten die Reibungsverluste und die Ummagnetisierungsverluste, die durch den Permanentmagnetfluss entstehen. Bild 6.5 zeigt die gemessenen Leerlaufverluste der PMSM. Die Ummagnetisierungsverluste wurden anhand des Datenblatts des Blechpaketmaterials mit der Software „PMOK“ berechnet. Die Differenz dieser Verluste wurde den Reibungsverlusten zugeordnet.

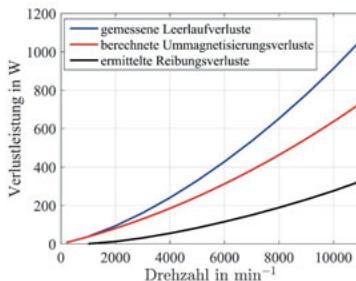


Bild 6.5: Leerlaufverluste der PMSM

Bei der Induktionsmaschine entsprechen die Leerlaufverluste den Reibungsverlusten, wodurch diese direkt messtechnisch ermittelt werden können. Der Vergleich der gemessenen Reibungsverluste der IM und der berechneten Reibungsverluste der PMSM zeigt eine ausreichende Übereinstimmung (Bild 6.6). Durch diesen Vergleich konnten die in „PMOK“ berechneten Ummagnetisierungsverluste validiert werden.

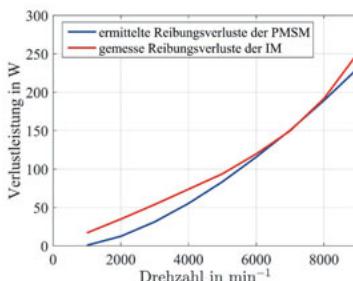


Bild 6.6: Vergleich der ermittelten Reibungsverluste der PMSM mit den gemessenen Reibungsverlusten der IM

6.3 Oberschwingungsverluste durch Wechselrichterspeisung

In Abschnitt 3.3 wurde ausführlich erläutert, dass durch die Pulsdauermodulation (PWM) des Wechselrichters hochfrequente Oberschwingungsspannungen entstehen, welche zu Oberschwingungsverlusten in der E-Maschine führen. Die Höhe der Spannungsoberschwingungen hängt von der Zwischenkreisspannung und der Grundschwingungsspannung ab (Bild 3.8 und 3.9). Die hochfrequenten Oberschwingungsströme werden durch die für sie wirksame Impedanz begrenzt. Diese Impedanz ist sättigungsabhängig, wodurch die Oberschwingungsverluste zusätzlich lastpunktabhängig sind.

Bei der PMSM muss bereits im Leerlauf die induzierte Grundschwingungsspannung vom Wechselrichter eingestellt werden. Da die induzierte Spannung drehzahlabhängig ist, entstehen bei der PMSM bereits im Leerlauf ($I_d = 0\text{ A}$) drehzahlabhängige Oberschwingungsspannungen, die zu Oberschwingungsverlusten in der PMSM führen. Bei der IM ist die Strangspannung vom Magnetisierungsstrom und der Drehzahl abhängig. Da im Leerlauf nur ein sehr geringer Magnetisierungsstrom nötig ist, sind die Strangspannungen sowie die Oberschwingungsspannungen auch bei hohen Drehzahlen sehr gering (Bild 3.8). Dadurch entstehen bei der IM im Leerlauf nur sehr geringe Oberschwingungsverluste. Die Oberschwingungsverluste beider Maschinentypen können mithilfe des Spannungsspektrums des Wechselrichters und der frequenzabhängigen Impedanz der E-Maschine berechnet werden. Im folgenden Kapitel werden Messverfahren zur Bestimmung der frequenzabhängigen Impedanz vorgestellt.

6.3.1 Messverfahren zur Bestimmung der frequenzabhängigen Impedanz

Zunächst wird ein Messverfahren vorgestellt, welches nur für die dreisträngige PMSM verwendet werden kann (Verfahren 1). In Bild 6.7 ist dargestellt, wie die PMSM dazu im Stillstand geschaltet werden muss. Zusätzlich muss die d-Achse des Rotors zur α -Achse des Strangs a ausgerichtet werden.

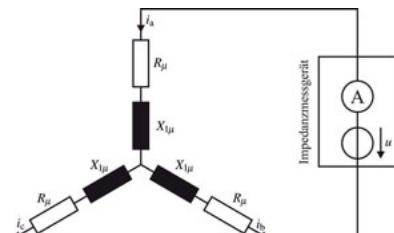


Bild 6.7: Ersatzschaltbild für die Impedanzmessung bei der dreisträngigen PMSM

An den Klemmen wird ein Impedanzmessgerät (WAYNEKERR 6500b) angeschlossen. Die Flussverkettung des Strangs a ist bei der gewählten Rotorposition identisch zur Flussverkettung in der d-Achse

$$\Psi_a = \Psi_d = L_{aa} \cdot i_a + L_{ab} \cdot i_b + L_{ac} \cdot i_c. \quad (6.2)$$

Für die Gegeninduktivität über das Hauptfeld gilt

$$L_{hab} = L_{hac} = L_{haa} \cdot \cos\left(\frac{2}{3}\pi\right) = -\frac{L_{haa}}{2}. \quad (6.3)$$

In [63] wird ein analytisches Verfahren vorgestellt, mit dem für unterschiedliche Wicklungstopologien und Nutbreiten das Verhältnis zwischen der Selbst- und der Gegeninduktivität mit Berücksichtigung der Oberfelder ermittelt werden kann. Für die ungesehnte Zweischichtwicklung des Prototypen mit einer Lochzahl von $q_1 = 2$ ergibt sich nach [63] für die Gegeninduktivität

$$L_{ab} = L_{ac} = -0,42 \cdot L_{aa}. \quad (6.4)$$

Mit der Bedingung

$$i_b = i_c = -\frac{i_a}{2} \quad (6.5)$$

gilt für die Flussverkettung in der d-Achse

$$\Psi_d = 1,42 \cdot L_{aa} \cdot i_a. \quad (6.6)$$

Für die Klemmspannung ergibt sich bei eingeschwungenen sinusförmigen Größen

$$U = \left(j\omega \cdot 1,42 \cdot L_{aa} + \frac{3}{2}R_{d\mu} \right) \cdot I_a. \quad (6.7)$$

Die gemessene Gesamtmpedanz in der d-Achse ist

$$Z_{d\mu, \text{mess}} = \sqrt{\left(1,42 \cdot X_{1d\mu} \right)^2 + \left(\frac{3}{2}R_{d\mu} \right)^2}, \quad (6.8)$$

wobei in dem ohmschen Anteil R_μ die Ummagnetisierungsverluste $R_{Fe,\mu}$ und der frequenzabhängige Strangwiderstand $R_{1\mu}$ (vgl. Bild 3.10) enthalten sind. Mithilfe der Beziehung

$$jX_{d\mu, \text{mess}} + R_{d\mu, \text{mess}} = 1,42jX_{1d\mu} + \frac{3}{2}R_{d\mu} \quad (6.9)$$

kann die Strangreaktanze $X_{1d\mu}$ und der ohmsche Anteil $R_{d\mu}$ berechnet werden. In einer zweiten Messung wird die q-Achse des Rotors zur α -Achse des Strangs a ausgerichtet. In Bild 6.8 sind die gemessenen frequenzabhängigen Impedanzen $Z_{\mu, \text{mess}}$, die Reaktanzen $X_{\mu, \text{mess}}$ und die ohmschen Anteile $R_{\mu, \text{mess}}$ in der d- und q-Achse dargestellt.

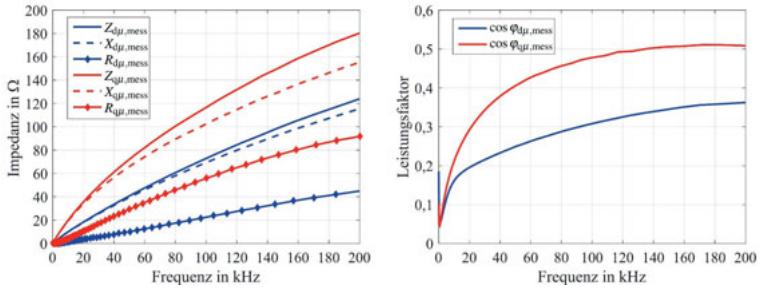


Bild 6.8: Messung der Impedanzen, Reaktanzen und ohmschen Anteile (links) und der Leistungsfaktoren (rechts) in der d- und der q-Achse

Mithilfe der Gleichung (6.9) und der Messwerte können die Strangimpedanz

$$Z_{1\mu} = \sqrt{X_{1\mu}^2 + R_{\mu}^2} \quad (6.10)$$

und der Leistungsfaktor

$$\cos \varphi_{1\mu} = \frac{R_{\mu}}{Z_{1\mu}} \quad (6.11)$$

berechnet werden. Durch die Einführung der Faktoren

$$k_{d\mu} = \frac{\cos \varphi_{1d\mu}}{Z_{1d\mu}} \quad (6.12)$$

und

$$k_{q\mu} = \frac{\cos \varphi_{1q\mu}}{Z_{1q\mu}} \quad (6.13)$$

kann die Gleichung (3.42) zu

$$P_{v,\mu} = \frac{m_1}{2} \cdot \sum_{\mu=2}^N \left(u_{d\mu}^2 \cdot k_{d\mu} + u_{q\mu}^2 \cdot k_{q\mu} \right) \quad (6.14)$$

vereinfacht werden. Die ermittelten frequenzabhängigen Faktoren sind in Bild 6.9 dargestellt. Mit diesem Verfahren können die Oberschwingungsverluste im Leerlauf einer PMSM berechnet werden. Der Einfluss der Sättigung durch den Ständergrundschwingungsstrom auf die Impedanz und die Oberschwingungsverluste muss nachträglich berücksichtigt werden. Dies wird in Abschnitt 6.5 näher erläutert.

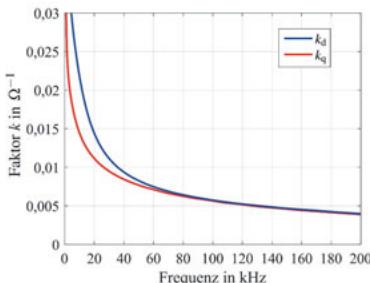


Bild 6.9: Frequenzabhängigkeit der gemessenen Faktoren k_d und k_q der dreisträngigen PMSM

Für Induktionsmaschinen ist dieses Verfahren nicht sinnvoll, da die IM ohne einen Ständerstrom nicht magnetisiert ist. Das Verfahren 1 ist für sechssträngige Maschinen ebenfalls nicht einsetzbar, da zur Durchführung zwei Impedanzmessgeräte nötig wären, deren Spannungsanregung zueinander um 30° phasenverschoben sein muss. Dies war mit den zur Verfügung stehenden Messgeräten nicht möglich.

Aus diesem Grund wird im Folgenden ein weiteres Verfahren vorgestellt, mit dem die frequenz- und sättigungsabhängige Impedanz der Maschinen bestimmt werden kann (Verfahren 2). Das Verfahren 2 ist für drei- und sechssträngige IM und PMSM geeignet und wird zunächst anhand der dreisträngigen PMSM vorgestellt und mit dem Verfahren 1 verglichen. Die dreisträngige PMSM wird dazu durch den Wechselrichter im Leerlauf betrieben. Bei unterschiedlichen Drehzahlen werden mit dem Leistungsmessgerät hochauflösende Messungen des Zeitsignals der Strangspannungen, der Strangstroms und der elektrischen Leistung durchgeführt. Anschließend erfolgt eine Fourieranalyse, mit der der frequenzabhängige Faktor k_μ ermittelt werden kann. Wie in Abschnitt 3.3 gezeigt, kann durch eine dq-Transformation der Spannungszeitsignale ermittelt werden, wie groß der jeweilige Spannungsanteil in der d- und der q-Achse ist. Bild 6.10 zeigt die Fourieranalyse der d- und der q-Spannung im Leerlauf bei einer Schaltfrequenz von 16 kHz.

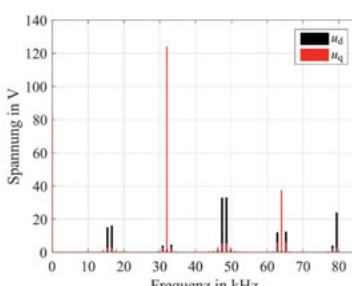


Bild 6.10: Fourieranalyse von u_d und u_q im Leerlauf

Es ist zu erkennen, dass sich Spannungen mit bestimmten Frequenzen nur in der d- und andere nur in der q-Achse ausbilden. Somit kann eine Zuordnung der aus der Fourieranalyse der Zeitsignale gewonnenen Faktoren k_μ zur d- und zur q-Achse erfolgen. Bild 6.11 zeigt den Vergleich der Ergebnisse aus den Verfahren 1 und 2. Die gute Übereinstimmung zeigt, dass für die dreisträngige PMSM beide Verfahren angewendet werden können.

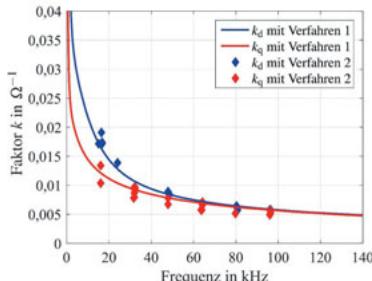


Bild 6.11: Vergleich der mit Verfahren 1 und 2 ermittelten Faktoren k_d und k_q der dreisträngigen PMSM

Für die sechssträngige PMSM kann das Verfahren 2 ebenfalls durchgeführt werden. Die Ergebnisse sind in Bild 6.12 dargestellt. Bei sechssträngigen Wicklungen erzeugen bestimmte Spannungsoberschwingungen kein Hauptfeld (Abschnitt 3.3). Dadurch kann ein dritter frequenzabhängiger Faktor k_s ermittelt werden, welcher die Verluste repräsentiert, die durch höherpolige Felder entstehen und im dq-Ersatzschaltbild (Bild 3.5) zu Strömen im Streupfad führen.

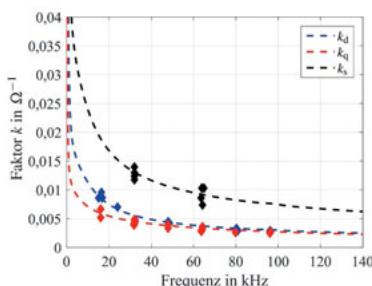


Bild 6.12: Frequenzabhängigkeit der Faktoren k_d , k_q und k_s der sechssträngigen PMSM

Das Verfahren 2 wurde auch für die Induktionsmaschine angewendet. Für die IM sind die frequenzabhängigen Faktoren in der d- und q-Achse identisch, und es wird nur ein Faktor für das Hauptfeld $k_h = k_d = k_q$ ermittelt. Dazu wird die IM mit einem konstanten Magnetisierungsstrom im Leerlauf betrieben. In Bild 6.13 sind für die drei- und die sechssträngige IM die mithilfe des Verfahrens 2 ermittelten Faktoren bei einem Magnetisierungsstrom von $I_{\mu,m3} = 76 \text{ A}$ und

$I_{\mu,m6} = 34 \text{ A}$ dargestellt. Durch diese Magnetisierungsströme entstehen bei identischer Drehzahl die gleichen Strangspannungen wie bei der PMSM.

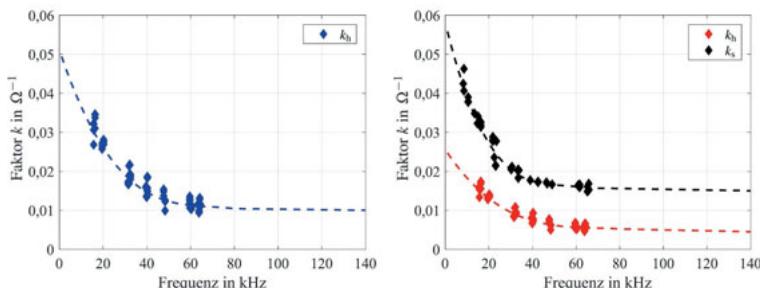


Bild 6.13: Frequenzabhängigkeit des Faktors k_h der dreisträngigen IM (links) und der Faktoren k_h und k_s der sechssträngigen IM (rechts)

Durch Messungen bei unterschiedlichen Magnetisierungsströmen kann zusätzlich die Sättigungsabhängigkeit der frequenzabhängigen Impedanz nachgewiesen werden. Dies wird in Abschnitt 6.3.2 gezeigt.

6.3.2 Messung und Berechnung der Oberschwingungsverluste durch Wechselrichterspeisung

Permanentmagneterregte Synchronmaschine

Wie bereits in Abschnitt 3.3 erwähnt, sind die Oberschwingungsverluste vom Modulationsgrad und damit von der Höhe der Grundschwingungsspannung abhängig. Bei der PMSM ist die Grundschwingungsspannung im Leerlauf nur von der Drehzahl der E-Maschine abhängig. Aus diesem Grund wurden Leerlaufmessungen bei unterschiedlichen Drehzahlen an der dreisträngigen PMSM durchgeführt. Der Prüfling ist dabei nicht mit der Lastmaschine gekuppelt und wurde zunächst mit analogen Leistungsverstärkern gespeist. Die analogen Leistungsverstärker sind in der Lage, die Maschine mit nahezu idealer Sinusspannung zu speisen. Bei verschiedenen Drehzahlen wurde die elektrische Eingangsleistung der E-Maschine gemessen. Diese Eingangsleistung entspricht der Grundschwingungsleistung, welche bereits im fremdangetriebenen Leerlauf ermittelt wurden (Abschnitt 6.2). Anschließend wurden die gleichen Messungen mit Wechselrichterspeisung und einer Schaltfrequenz $f_s = 16 \text{ kHz}$ durchgeführt. Die Messergebnisse sind in Bild 6.14 dargestellt. Die Differenz der beiden gemessenen Leistungen entspricht den Oberschwingungsverlusten. Das Leistungsmessgerät ist in der Lage, die Grundschwingungsverluste von den Oberschwingungsverlusten zu trennen. Dadurch können auch bei Wechselrichterspeisung die Grundschwingungsverluste direkt ermittelt werden.

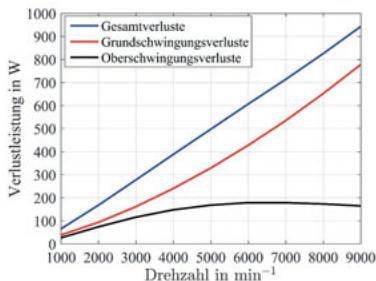


Bild 6.14: Gesamtverluste, Grundschwingungsverluste und Oberschwingungsverluste der dreisträngigen PMSM im Leerlauf bei einer Schaltfrequenz $f_s = 16\text{kHz}$

Die Höhe der vom Wechselrichter erzeugten Spannungsoberschwingungen hängt von der Zwi-schenkreisspannung und der Grundschwingungsspannung ab. Da mit steigender Drehzahl die induzierte Grundschwingungsspannung bei der PMSM im Leerlauf steigt, steigen auch die vom Wechselrichter erzeugten Spannungsoberschwingungen (Bild 3.8) und dadurch die Oberschwingungsverluste in der PMSM. Bei Drehzahlen von $n > 6000\text{min}^{-1}$ ist der Modulationsgrad $M > 0,7$ und die Oberschwingungsspannungen der Frequenzen $f_\mu = 2f_s \pm f_1$ nehmen ab (Bild 3.9). Die Oberschwingungsspannungen der Frequenzen $f_\mu = f_s \pm 2f_1$ steigen jedoch weiter an. Dies führt insgesamt dazu, dass die Oberschwingungsverluste in der dreisträngigen PMSM für Modulationsgrade $M > 0,7$ im Leerlauf in etwa konstant bleiben. Im Anschluss wurden die gleichen Messungen bei unterschiedlichen Schaltfrequenzen durchgeführt (Bild 6.15). Es ist zu erkennen, dass die Oberschwingungsverluste mit steigender Schaltfrequenz sinken.

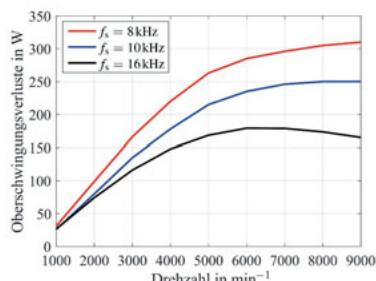


Bild 6.15: Oberschwingungsverluste der dreisträngigen PMSM im Leerlauf bei unterschiedlichen Schaltfrequenzen

Für alle weiteren Messungen wurde die Schaltfrequenz $f_s = 16\text{kHz}$ gewählt. Um zu untersuchen, welche Auswirkungen die Oberschwingungsverluste auf die Temperaturen in der PMSM haben, wurden thermische Messungen im Leerlauf durchgeführt. Dabei wurde die Maschine bei einer konstanten Drehzahl von $n = 7000\text{min}^{-1}$ mit analogen Leistungsverstärkern (LV) im Leerlauf

betrieben, bis sich eine stationäre Endtemperatur einstellte. Dieser Betriebspunkt wurde zusätzlich mit dem thermischen Modell simuliert und die Temperaturen mit den Messungen verglichen. Unter gleichen Bedingungen wurden auch bei Wechselrichterspeisung Temperaturmessungen und Simulationen durchgeführt. Anhand des thermischen Modells konnte ermittelt werden, dass etwa 45% der Oberschwingungsverluste im Rotor entstehen. Bild 6.16 zeigt den Vergleich der Temperaturmessungen mit den thermischen Simulationen. Die Kühlmitteltemperatur betrug bei allen Messungen und Simulationen $\vartheta_F = 20^\circ\text{C}$. Bei Wechselrichterspeisung führen die Oberschwingungsverluste im Rotor dazu, dass die Rotortemperatur (Welle und Magnet) um $\Delta\vartheta_{\text{Rotor}} = 17\text{ K}$ steigt. Die Temperatur der Statorwicklung und der Statorzähne steigt lediglich um $\Delta\vartheta_{\text{Zahn}1} = 3\text{ K}$.

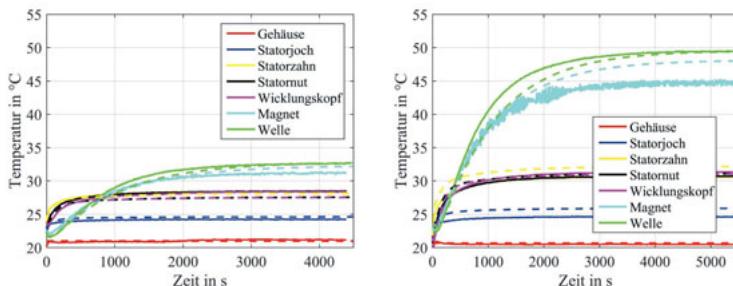


Bild 6.16: Vergleich der gemessenen Temperaturen (durchgezogene Linien) und der simulierten Temperaturen (gestrichelte Linien) in der dreisträngigen PMSM bei Speisung mit Leistungsverstärkern (links) und bei Wechselrichterspeisung (rechts)

Im Anschluss wurde die PMSM sechssträngig geschaltet und mit dem sechsphasigen Wechselrichter gespeist. Mithilfe des Leistungsmessgeräts wurden die Oberschwingungsverluste im Leerlauf ($I_d = 0\text{ A}$) bei unterschiedlichen Drehzahlen gemessen. Bild 6.17 zeigt die gemessenen und die mithilfe der frequenzabhängigen Impedanz berechneten Oberschwingungsverluste der PMSM im drei- und im sechssträngigen Leerlauf mit und ohne PWM-Interleaving. Es ist zu erkennen, dass die Oberschwingungsverluste von der Strangspannung abhängig sind und dass speziell bei hohen Strangspannungen die Verluste im sechssträngigen Betrieb zunehmen. Durch PWM-Interleaving entstehen deutlich höhere Oberschwingungsverluste. Die Gründe für dieses Verhalten wurden bereits in Abschnitt 3.3 erläutert. Die mithilfe der frequenzabhängigen Impedanz berechneten Oberschwingungsverluste stimmen gut mit den gemessenen Oberschwingungsverlusten überein.

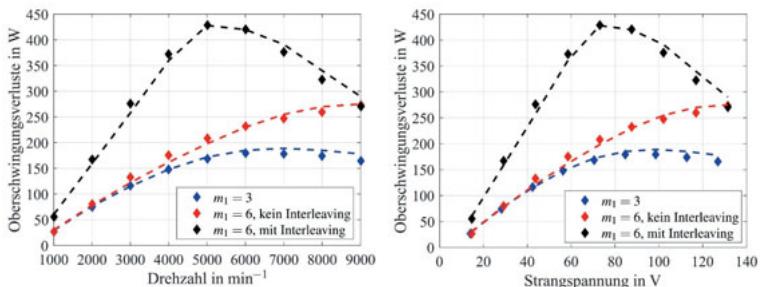


Bild 6.17: Gemessene Oberschwingungsverluste (Punkte) und berechnete Oberschwingungsverluste (gestrichelte Linien) der drei- und der sechssträngigen PMSM im Leerlauf in Abhängigkeit von der Drehzahl (links) und von der Strangspannung (rechts)

Da durch das PWM-Interleaving deutlich höhere Oberschwingungsverluste in der E-Maschine entstehen, ist Interleaving in Bezug auf die Verluste in der E-Maschine keine vorteilhafte Lösung. Der Kondensator des Wechselrichters kann bei Interleaving jedoch deutlich kleiner dimensioniert werden, da durch das Interleaving der Wechselstromanteil im Zwischenkreiskondensator reduziert wird (Abschnitt 5.2.2). Aus diesem Grund sollte auf das Interleaving zumindest im Bereich hoher Ströme nicht verzichtet werden. In Bild 5.11 wurde gezeigt, in welchen Betriebspunkten das PWM-Interleaving notwendig ist. In Abschnitt 7.1 wird untersucht, wie häufig diese Betriebspunkte im Fahrzyklus auftreten und ob es dadurch zu einer signifikanten Erhöhung des Energieverbrauchs kommt.

In Bild 6.18 sind die simulierten und die gemessenen Temperaturen dargestellt, die sich in der PMSM bei einer Drehzahl von $n = 7000 \text{ min}^{-1}$ im sechssträngigen Leerlauf ohne Interleaving ergeben.

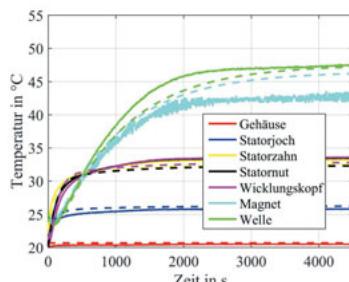


Bild 6.18: Gemessene Temperaturen (durchgezogene Linien) und simulierte Temperaturen (gestrichelte Linien) in der sechssträngigen PMSM im Leerlauf ohne Interleaving

Im Vergleich zur dreisträngigen Messung (Bild 6.16) ist zu erkennen, dass trotz der höheren Oberschwingungsverluste die Magnettemperatur im sechssträngigen Betrieb um $\Delta\vartheta_{\text{Mag}} = 2 \text{ K}$ gesunken ist. Die Temperaturen der Statorwicklung und der Statorzähne steigen hingegen um $\Delta\vartheta_{\text{Zahn}1} = 2 \text{ K}$ an. Dies bedeutet, dass die Verluste im Rotor im Vergleich zum dreisträngigen Betrieb gesunken sein müssen und dass die Verluste im Stator gestiegen sind. Mithilfe des thermischen Modells wurde ermittelt, dass etwa 22% der Oberschwingungsverluste im Rotor entstehen. Wie in Abschnitt 3.3 erläutert, erzeugen im sechssträngigen Betrieb bestimmte Oberschwingungsströme kein Hauptfeld, sondern nur höherpolige Felder. Diese Felder treten nicht vollständig in den Rotor ein, wodurch die Verluste hauptsächlich im Statorblech entstehen. Diese Ummagnetisierungsverluste im Stator sind im sechssträngigen Betrieb höher als im dreisträngigen Betrieb. Aufgrund des geringen thermischen Widerstands vom Statorblech zum Kühlmittel entsteht im Vergleich zum dreisträngigen Betrieb trotz höherer Verluste nur eine minimale Temperaturerhöhung im Statorblech.

Induktionsmaschine

Die Oberschwingungsverluste durch Wechselrichterspeisung in der IM sind wie bei der PMSM von der Höhe der Grundschwingungsspannung abhängig. Die Grundschwingungsspannung ist vom Magnetisierungsstrom und der Drehzahl der Maschine abhängig. In Bild 6.19 sind die gemessenen und berechneten Oberschwingungsverluste der IM bei einem konstanten Magnetisierungsstrom dargestellt. Der Magnetisierungsstrom wurde so eingestellt, dass drehzahlabhängig die gleiche Strangspannung im Leerlauf entsteht, wie sie auch bei der PMSM vorlag. Im Vergleich zu Bild 6.17 ist zu erkennen, dass die Oberschwingungsverluste bei gleicher Strangspannung bei der IM deutlich höher sind als bei der PMSM. Dies deutet darauf hin, dass die Oberschwingungsverluste im Rotor der IM deutlich höher sind als bei der PMSM.

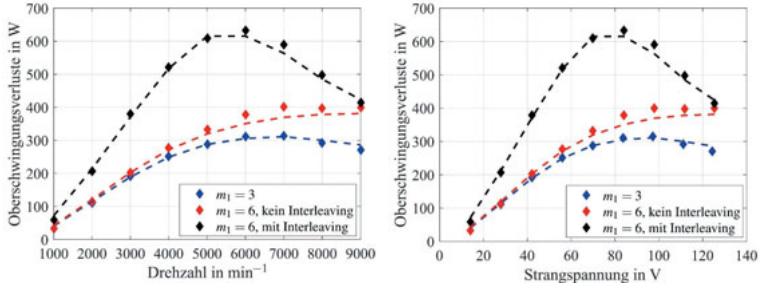


Bild 6.19: Gemessene Oberschwingungsverluste (Punkte) und berechnete Oberschwingungsverluste (gestrichelte Linien) der drei- und der sechssträngigen IM bei einem konstanten Magnetisierungsstrom in Abhängigkeit von der Drehzahl (links) und der Strangspannung (rechts)

Der Sättigungszustand der Maschine ist vom Magnetisierungsstrom abhängig und beeinflusst ebenfalls die Oberschwingungsverluste. Um diese Abhängigkeiten messtechnisch zu bestimmen, wurden Leerlaufmessungen bei unterschiedlichen Magnetisierungsströmen und unterschiedlichen Drehzahlen durchgeführt. Es wurden zwei unterschiedliche Sättigungszustände untersucht. Der Magnetisierungsstrom wurde jeweils so eingestellt, dass im drei- und im sechssträngigen Betrieb bei gleicher Drehzahl die gleiche Strangspannung entsteht. Durch Variation der Drehzahl wurde bei jeweils konstantem Magnetisierungsstrom die Strangspannung variiert. In Bild 6.20 sind die gemessenen Oberschwingungsverluste bei unterschiedlichen Magnetisierungsströmen in Abhängigkeit von der Strangspannung dargestellt.

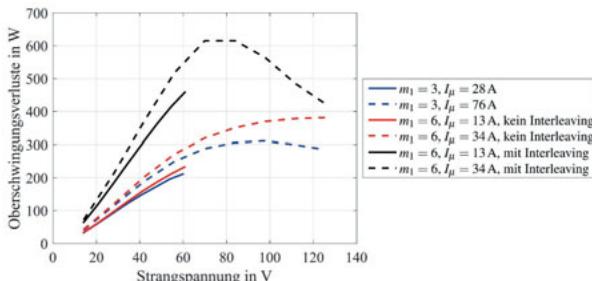


Bild 6.20: Gemessene Oberschwingungsverluste der drei- und der sechssträngigen IM im Leerlauf bei unterschiedlichen Magnetisierungsströmen

Es wird deutlich, dass bei höherem Magnetisierungsstrom höhere Oberschwingungsverluste bei gleicher Strangspannung entstehen. Da die Impedanz durch Stättigung abnimmt, steigen nach Gleichung 3.40 die Oberschwingungsverluste, sofern der Leistungsfaktor $\cos \varphi_\mu$ konstant bleibt. Die prozentuale Abnahme der sättigungsabhängigen Hauptfeldinduktivität kann mithilfe des Programms „ASYN“ ermittelt und bei der Berechnung der Oberschwingungsverluste berücksichtigt werden. Die Ergebnisse aus „ASYN“ sind in Tabelle 6.2 angegeben.

Tabelle 6.2: Berechnung der sättigungsabhängigen Hauptfeldinduktivität in „ASYN“

Strangzahl	Magnetisierungsstrom	Hauptfeldinduktivität
$m_1 = 3$	28 A	$680 \mu\text{H}$
$m_1 = 3$	76 A	$520 \mu\text{H}$
$m_1 = 6$	13 A	$1445 \mu\text{H}$
$m_1 = 6$	34 A	$1210 \mu\text{H}$

Es ist zu erkennen, dass beim jeweils höheren Magnetisierungsstrom die Hauptfeldinduktivität 20% bis 30% geringer ist. Dies lässt darauf schließen, dass die frequenzabhängige Impedanz ebenfalls um diesen Anteil sinkt, wodurch die Oberschwingungsverluste nach Gleichung (3.40) und der Annahme eines konstanten Leistungsfaktors um 20% bis 30% steigen. Diese Annahme konnte durch die in Bild 6.20 dargestellten Messungen bestätigt werden. Die Oberschwingungsverluste sind in der Messung um 25% gestiegen (gestrichelte Linien). Die Messergebnisse zeigen zusätzlich, dass die Oberschwingungsverluste durch PWM-Interleaving deutlich zunehmen. Aus diesem Grund ist es sinnvoll, das PWM-Interleaving wie bei der PMSM betriebspunktabhängig ein- oder auszuschalten. Dies wurde bereits in Abschnitt 5.2.2 ausführlich dargestellt.

6.4 Stromoberschwingungen im sechssträngigen Betrieb

In diesem Kapitel werden die Oberschwingungsströme fünf- und siebenfacher Grundfrequenz im sechssträngigen Betrieb der PMSM und der IM näher untersucht. Außerdem wird ein Verfahren zur Reduzierung dieser Oberschwingungsströme vorgestellt.

6.4.1 Stromoberschwingungen in permanentmagneterregten Synchronmaschinen

Wie bereits in Kapitel 3 erläutert, entstehen in der PMSM durch Sättigung Spannungen fünf- und siebenfacher Grundfrequenz, die bei sinusförmiger Spannungspeisung bei sechssträngigen Maschinen zu hohen Strömen derselben Frequenz führen. Um dies zu untersuchen, wurde die PMSM mit der drehzahlgeregelten Lastmaschine gekuppelt. Mithilfe der feldorientierten Regelung kann über die transformierten Ströme i_q und i_d das Drehmoment des Prüflings geregelt werden. Bild 6.21 zeigt den gemessenen und berechneten Strangstrom der sechssträngigen PMSM bei Sinusspannungsspeisung, einer Drehzahl von $n = 7000 \text{ min}^{-1}$ und einem Drehmoment von $M = 55 \text{ Nm}$. Der mit „FEMAG“ berechnete Strangstrom und der gemessene Strangstrom stimmen gut überein.

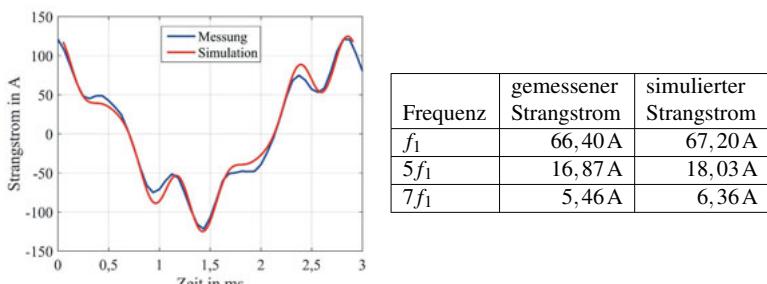


Bild 6.21: Gemessener und simulierter Strangstrom (links) und die Fourieranalyse des Strangstroms (rechts) der PMSM bei Sinusspannungsspeisung

Um die Stromharmonischen fünf- und siebenfacher Grundfrequenz zu eliminieren, muss die eingeprägte Strangspannung Spannungsharmonische dieser Frequenzen enthalten. Die Ergebnisse der mit „FEMAG“ berechneten Oberschwingungsspannungen wurden in Kapitel 5.2 gezeigt. Im Folgenden soll ein Verfahren vorgestellt werden, mit dem es möglich ist, die Höhe und Phasenlage der Spannungsharmonischen messtechnisch zu ermitteln. Anschließend werden die so bestimmten Spannungsharmonischen mit den in „FEMAG“ berechneten Werten verglichen.

Die Transformationsmatrix aus Gleichung (3.37) ermöglicht die Abbildung einer Oberschwingung als Gleichgröße. Dadurch kann beispielsweise die fünffache Grundfrequenz als Gleichgröße in ein eigenständiges dq5-System abgebildet und zu Null geregelt werden. Die siebenfache Grundfrequenz des Strangstroms erzeugt in diesem dq5-System jedoch Schwingungen zwölffacher Grundfrequenz, wodurch die Regelung der Gleichgröße erschwert wird. In Bild 6.22 wurde ein sechsphasiger Strangstrom mit fünf- und siebenfacher Oberschwingung in das dq-, dq5- und dq7-System transformiert. Der Gleichanteil mit den zusätzlichen Schwingungen zwölffacher Grundfrequenz im dq5- und dq7-System ist gut zu erkennen. Durch die Transformation der Ströme siebenfacher Grundfrequenz in das dq5-System entstehen nach Gleichung (3.6) Anteile mit doppelter und zwölffacher Grundfrequenz. Aufgrund der Phasenfolge der Strangströme löschen sich die Anteile doppelter Grundfrequenz aus. Die Stromanteile zwölffacher Grundfrequenz sind phasengleich und daher im dq5-System enthalten. Gleiches gilt für die Transformation der Ströme mit fünffacher Grundfrequenz in das dq7-System.

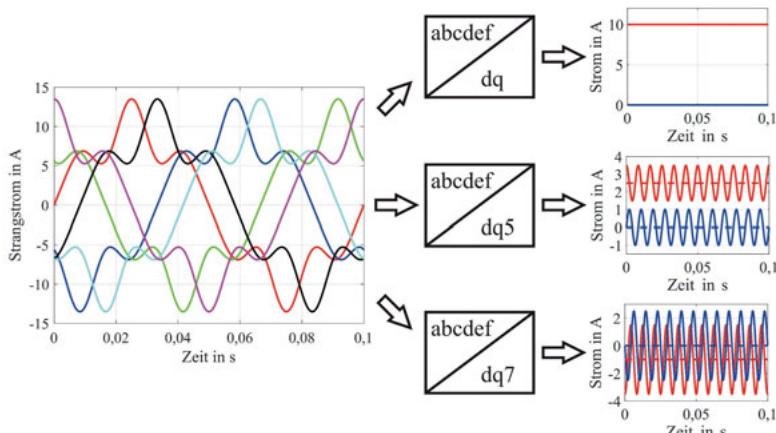


Bild 6.22: dq-Transformation der Strangströme eines sechssträngigen Systems mit Oberschwingung fünf- und siebenfacher Grundfrequenz

Durch ein Filter im Regelungsmodell kann diese Problematik gelöst werden, allerdings ist die Dynamik aufgrund des Filters deutlich eingeschränkt. Durch die starke Verkopplung der dq5- und dq7-Systeme ist eine zeitgleiche und unabhängige Regelung der Oberschwingungsströme nicht möglich. Aufgrund dieser Problematik wurde ein Verfahren erarbeitet, mit dem für unterschiedliche Betriebspunkte automatisiert eine Lookup-Tabelle für die Spannungsharmonischen fünf- und siebenfacher Grundfrequenz ermittelt werden kann. Die Lookup-Tabelle ermöglicht eine drehzahlabhängige und grundschwingsstromabhängige Vorsteuerung der Spannungsharmonischen. Durch die Vorsteuerung wird eine hochdynamische Kompensation der Stromoberschwingungen erreicht. Zur Erstellung der Lookup-Tabelle werden zwei Transformationsmatrizen benötigt, die die Oberschwingungen fünffacher bzw. siebenfacher Grundfrequenz

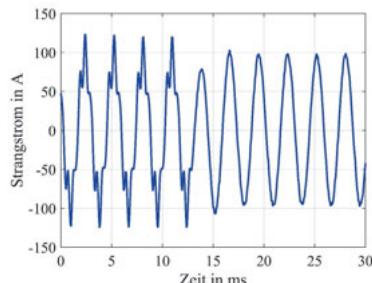
als Gleichgröße abbilden. Im Regelmodell kann eine der beiden Transformationsmatrizen wahlweise aktiviert werden, wodurch die jeweilige Stromharmonische als Gleichgröße ($i_{d\mu}$ und $i_{q\mu}$) abgebildet, gefiltert und geregelt werden kann.

Zunächst wird die Stromharmonische fünffacher Grundfrequenz zu Null geregelt. Die dafür nötigen Oberschwingungsspannungen (u_{d5} und u_{q5}) werden gespeichert und vorgesteuert. Die Regelung der Stromharmonischen mit fünffacher Grundfrequenz wird anschließend deaktiviert. Durch die Vorsteuerung der Spannung fünffacher Grundfrequenz ist diese Stromharmonische im Strangstrom weiterhin nicht vorhanden. Anschließend wird die Regelung der Stromharmonischen mit siebenfacher Grundfrequenz aktiviert und diese Stromharmonische zu Null geregelt. Die Spannungswerte (u_{d7} und u_{q7}) werden gespeichert und ebenfalls vorgesteuert. Die Sättigung der Maschine und die dadurch entstehenden Oberschwingungsspannungen sind von den Oberschwingungsströmen abhängig. Die Vorsteuerung der Spannungsharmonischen siebenfacher Grundfrequenz führt dazu, dass die Ströme fünffacher Grundfrequenz trotz Vorsteuerung der gespeicherten Spannungsharmonischen nicht mehr Null sind. Aus diesem Grund muss das Verfahren für den Betriebspunkt mehrmals wiederholt werden, um die Stromharmonischen bestmöglich zu kompensieren. Die finalen Werte werden in einer Lookup-Tabelle gespeichert. Es ist ebenfalls denkbar, die Oberschwingungsströme durch einen Resonanzregler zu eliminieren [21, 22]. Dieses Vorgehen wurde im Rahmen dieser Arbeit jedoch nicht weiter untersucht. In Tabelle 6.3 sind die bei Sinusströmen mit „FEMAG“ berechneten und die mithilfe des vorgestellten Verfahrens ermittelten Strangspannungen für die Drehzahl $n = 7000 \text{ min}^{-1}$ und das Drehmoment $M = 55 \text{ Nm}$ dargestellt. Die Tabelle zeigt, dass die mit „FEMAG“ berechneten Spannungen gut mit den gemessenen Werten übereinstimmen. Somit ist die Erstellung einer Lookup-Tabelle durch Berechnungen in „FEMAG“ ebenfalls möglich.

Tabelle 6.3: Fourieranalyse der gemessenen und berechneten Strangspannungen

Frequenz	Strangspannung aus der Messung	in „FEMAG“ berechnete Strangspannung
f_1	106,8 V	103,6 V
$5f_1$	11,4 V	11,6 V
$7f_1$	3,6 V	3,2 V

Mithilfe dieses Regelungs- und Messverfahrens wurde anhand der Messwerte eine drehzahl- und grundschwingungsstromabhängige Lookup-Tabelle erstellt. Für Betriebspunkte, welche zwischen den Stützstellen der Lookup-Tabelle liegen, wurde linear interpoliert. In Bild 6.23 wurde zum Zeitpunkt $t = 13 \text{ ms}$ die Vorsteuerung aktiviert. Es ist zu erkennen, dass bereits nach einer Periode die Strangstromober schwingungen deutlich reduziert werden und der Grundschwingungsstrom eingeschwungen ist. Da dieser Betriebspunkt zuvor nicht als Stützstelle in der Lookup-Tabelle gespeichert wurde, konnte gezeigt werden, dass eine lineare Interpolation zwischen den Stützstellen zulässig ist.



Frequenz	ohne Kom-pensation	mit Kom-pensation
f_1	66,40 A	67,40 A
$5f_1$	16,87 A	1,02 A
$7f_1$	5,46 A	0,30 A

Bild 6.23: Strangstromverlauf der sechssträngigen PMSM bei Einschalten der mithilfe der Lookup-Tabelle erstellten Kompensation zum Zeitpunkt $t = 13$ ms (links) und Fourieranalyse des Strangstroms (rechts)

Für alle weiteren Messungen an der sechssträngigen PMSM unter Last wurde diese Kompensation aktiviert, um zusätzliche Verluste durch die Stromoberschwingungen zu vermeiden.

6.4.2 Stromoberschwingungen in Induktionsmaschinen

Bei der sechssträngigen Induktionsmaschine entstehen durch Sättigung bei Sinusspannungsspeisung ebenfalls Oberschwingungsströme mit fünf- und siebenfacher Grundfrequenz. Im Vergleich zur PMSM sind diese Ströme allerdings geringer. Dies hat unterschiedliche Gründe. Bild 6.24 zeigt die Feldlinien einer sechssträngigen PMSM und einer sechsträngigen IM die nur durch einen Oberschwingungsstrom fünffacher Grundfrequenz erzeugt werden. Der Rotor der IM ist dabei unbestromt. Durch die Sinusfeldpole des PMSM-Rotors ist der mittlere Luftspalt größer als bei der IM. Dadurch ist die wirksame Impedanz für die Stromoberschwingung bei der PMSM geringer als bei der IM. Die Oberschwingungsströme werden durch die Impedanz begrenzt und sind dadurch bei der PMSM größer als bei der IM.

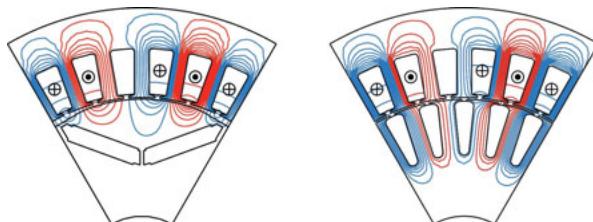


Bild 6.24: Feldlinien einer sechssträngigen PMSM (links) und einer sechsträngigen IM (rechts) die nur durch einen Oberschwingungsstrom fünffacher Grundfrequenz erzeugt werden

Wird die IM im Leerlauf betrieben, ist für die Grundschwingung und die Sättigungsfelder

($v = -5p$, $f_\mu = 5f_1$ bzw. $v = 7p$, $f_\mu = 7f_1$) der Schlupf $s = 0$. Dadurch entsteht kein Läuferstrom und somit auch keine Rückwirkung durch den Läufer. Bei Last ist der Schlupf $s \neq 0$, und es können im Läufer Ströme mit den Frequenzen $f_{2,\mu} = s_\mu \cdot f_1$ fließen. Diese Ströme erzeugen Läuferfelder, die das Statorfeld beeinflussen. Dadurch ändern sich die harmonischen Ströme, die sich in der Statorwicklung ausbilden. Um diesen Einfluss zu untersuchen, wurden Messungen mit konstantem Magnetisierungsstrom durchgeführt und der Schlupf variiert. Dabei ändern sich zwangsläufig der Ständergrundschwingungsstrom und das Drehmoment. Die Ergebnisse der Messungen sind in Bild 6.25 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass sich trotz konstanten Magnetisierungsstroms die Oberschwingungsströme bei Belastung ändern.

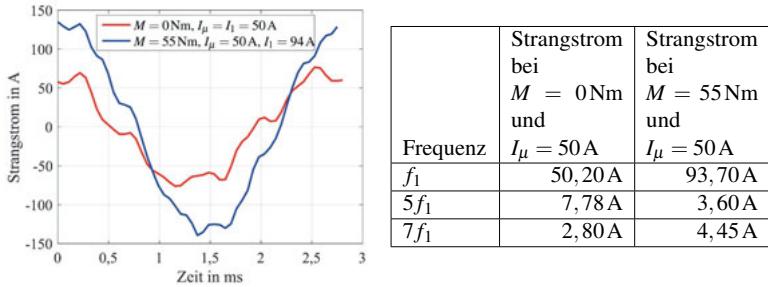


Bild 6.25: Gemessene Strangströme der sechssträngigen IM (links) und Fourieranalyse der Strangströme (rechts) bei Sinusspannungsspeisung

Die Oberschwingungsströme fünf- und siebenfacher Grundfrequenz sind bei der IM somit nicht nur vom Magnetisierungsstrom, sondern auch vom Schlupf abhängig und können je nach Betriebspunkt zu- oder abnehmen. Im Vergleich zur PMSM sind die Oberschwingungsströme bei gleichem Lastpunkt deutlich geringer (Bild 6.26).

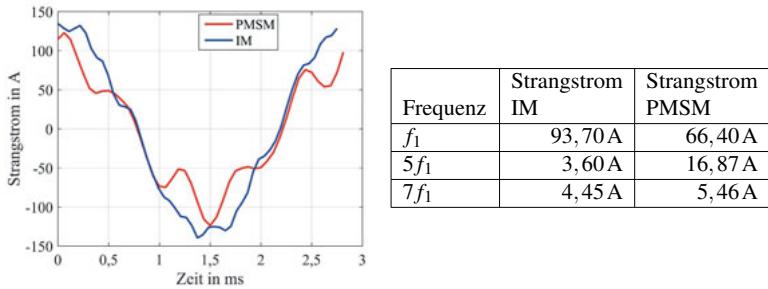


Bild 6.26: Gemessene Strangströme der sechssträngigen IM und PMSM (links) und Fourieranalyse der Strangströme (rechts) bei $M = 55\text{Nm}$ und $n = 7000\text{min}^{-1}$

Zur weiteren Reduzierung der Oberschwingungsströme kann für die IM ebenfalls eine betriebspunktabhängige Lookup-Tabelle für die nötigen Oberschwingungsspannungen messtechnisch ermittelt werden.

6.5 Lastmessungen

In diesem Abschnitt werden die Lastmessungen an der PMSM und der IM mit den Simulationsergebnissen verglichen und der Einfluss der Oberschwingungsverluste auf den Wirkungsgrad der E-Maschinen untersucht. Zusätzlich werden die Ergebnisse der thermischen Messungen mit den berechneten Temperaturen verglichen.

6.5.1 Permanentmagneterregte Synchronmaschine

Um zu untersuchen, wie sich die dreisträngige PMSM unter Last verhält, wurde sie mit einer drehzahlgeregelten Lastmaschine gekuppelt. Zunächst wurde überprüft, ob das zuvor berechnete Drehmoment im jeweiligen Betriebspunkt erreicht wird. Der Vergleich zwischen Messung und Simulation zeigt eine gute Übereinstimmung (Bild 6.27). Somit konnte das elektromagnetische Modell der PMSM validiert werden.

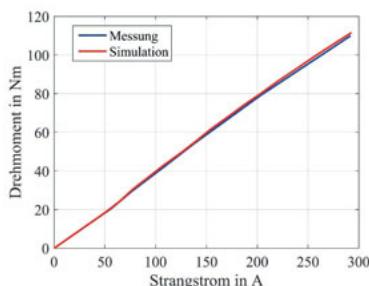


Bild 6.27: Gemessenes und simuliertes Drehmoment der dreisträngigen PMSM in Abhängigkeit vom Strangstrom bei $n = 7000 \text{ min}^{-1}$

Die gleiche Untersuchung wurde für die sechssträngige PMSM durchgeführt. Bild 6.28 zeigt das gemessene Drehmoment in Abhängigkeit vom Strangstrom der drei- bzw. der sechssträngigen PMSM. Wie in Abschnitt 5.2 erläutert, gilt bei gleichem Drehmoment für den Strangstrom der sechssträngigen PMSM $I_{m6} = 0,483 \cdot I_{m3}$. Um graphisch deutlicher zu zeigen, dass $I_{m6} \neq 0,5 \cdot I_{m3}$ ist, wurde in Bild 6.28 ein Graph mit $0,5 \cdot I_{m3}$ hinzugefügt.

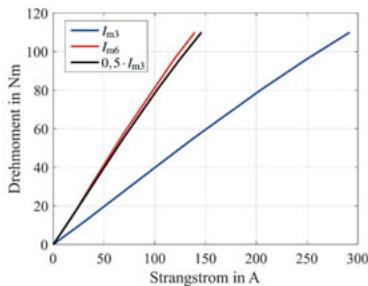


Bild 6.28: Gemessenes Drehmoment der drei- und sechssträngigen PMSM in Abhängigkeit vom Strangstrom bei $n = 7000 \text{ min}^{-1}$

Im Weiteren wurden bei verschiedenen Betriebspunkten die Grundschwingungsverluste und der Wirkungsgrad der dreisträngigen PMSM messtechnisch ermittelt und mit den berechneten Grundschwingungsverlusten verglichen. In Tabelle 6.4 sind die Ergebnisse bei einer Stator- sowie Rotortemperatur von 30°C dargestellt.

Tabelle 6.4: Validierung der Grundschwingungsverluste $P_{v,\text{Grund}}$ der dreisträngigen PMSM

Drehzahl	Drehmoment	Strangstrom	gemessene $P_{v,\text{Grund}}$	berechnete $P_{v,\text{Grund}}$	Abweichung der Verluste	gemessener Wirkungsgrad
1000 min^{-1}	30,3 Nm	76 A	213 W	224 W	5%	93,71%
1000 min^{-1}	55,1 Nm	138 A	631 W	675 W	7%	90,14%
4000 min^{-1}	30,0 Nm	76 A	435 W	426 W	2%	96,65%
4000 min^{-1}	54,7 Nm	138 A	917 W	908 W	1%	96,15%
7000 min^{-1}	29,5 Nm	76 A	743 W	723 W	3%	96,68%
7000 min^{-1}	53,9 Nm	138 A	1300 W	1246 W	1%	96,81%

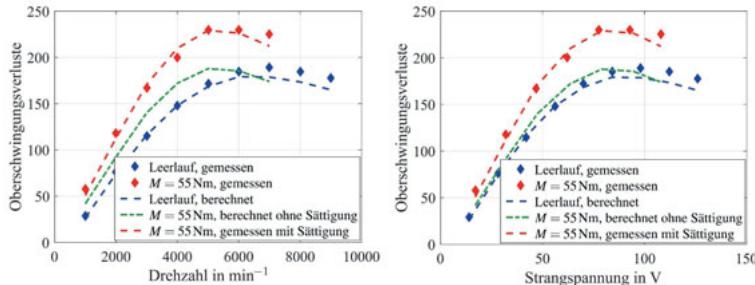
Die gemessenen Grundschwingungsverluste stimmen gut mit den berechneten Verlusten überein. Ungenauigkeiten in der Drehmomentmessung und der Messung der elektrischen Leistung können die Abweichungen von bis zu 7% erklären. Insgesamt lässt sich festhalten, dass die mit dem Programm „PMOK“ zuvor berechneten Wirkungsgradkennfelder und Einzelverluste der PMSM valide sind. Der Wirkungsgrad der Maschine liegt in einem großen Betriebsbereich über 96%.

Wie bereits erläutert, entstehen durch die Wechselrichterspeisung hochfrequente Oberschwingungsverluste in der E-Maschine. In Tabelle 6.5 sind diese Oberschwingungsverluste $P_{v,\text{Ob}}$ sowie die Gesamtverluste $P_{v,\text{ges}}$ der PMSM für identische Betriebspunkte dargestellt. Es ist zu erkennen, dass durch die Oberschwingungsverluste der Wirkungsgrad der dreisträngigen PMSM um 0,5 bis 1 % sinkt (Vergleiche Tabelle 6.4 und Tabelle 6.5).

Tabelle 6.5: Validierung der Gesamtverluste der dreisträngigen PMSM

Drehzahl	Drehmoment	Strangstrom	gemessene $P_{v,Grund}$	gemessene $P_{v,ges}$	gemessene $P_{v,Ob}$	gemessener Wirkungsgrad
1000 min ⁻¹	30,3 Nm	76 A	213 W	253 W	40 W	92,62%
1000 min ⁻¹	55,1 Nm	138 A	631 W	689 W	58 W	89,33%
4000 min ⁻¹	30,0 Nm	76 A	435 W	595 W	160 W	95,48%
4000 min ⁻¹	54,7 Nm	138 A	917 W	1117 W	200 W	95,35%
7000 min ⁻¹	29,5 Nm	76 A	743 W	948 W	205 W	95,80%
7000 min ⁻¹	53,9 Nm	138 A	1300 W	1525 W	225 W	96,28%

Im Folgenden wird der Einfluss der Last und damit des Spannungsverhältnisses u_d zu u_q und der Sättigung auf die hochfrequenten Oberschwingungsverluste untersucht. In Bild 6.29 sind die gemessenen und die mithilfe der frequenzabhängigen Impedanz berechneten Oberschwingungsverluste im Leerlauf und unter Last dargestellt.

**Bild 6.29:** Lastabhängige Oberschwingungsverluste der PMSM in Abhängigkeit von der Drehzahl (links) und in Abhängigkeit von der Strangspannung (rechts)

Wird bei der Berechnung der Oberschwingungsverluste (Gleichung (6.14)) die Sättigung vernachlässigt und nur die sich unter Last ändernden Spannungen $u_{d\mu}$ und $u_{q\mu}$ berücksichtigt, ergeben sich zu geringe Verluste. Dennoch ist ein Einfluss der Last und damit des Spannungsverhältnisses auf die Oberschwingungsverluste zu erkennen. Die Impedanz der Grundschwingung wurde sättigungsabhängig in „PMOK“ berechnet und ist in diesem Betriebspunkt im Vergleich zum Leerlauf um 22% geringer. Wird nun in der Berechnung die frequenzabhängige Impedanz um diesen Betrag verringert, steigen die Oberschwingungsverluste (Bild 6.29). Durch diese Maßnahme stimmen die berechneten und die gemessenen Verluste gut überein. Somit kann der Sättigungseinfluss der frequenzabhängigen Impedanz mithilfe der sättigungsabhängigen Grundschwingungsimpedanz ermittelt werden.

Im Anschluss wurden Lastpunktmessungen an der sechssträngigen PMSM durchgeführt. Die Grundschwingungsverluste und die Gesamtverluste der drei- und der sechssträngigen PMSM sind in Bild 6.30 für unterschiedliche Drehzahlen dargestellt.

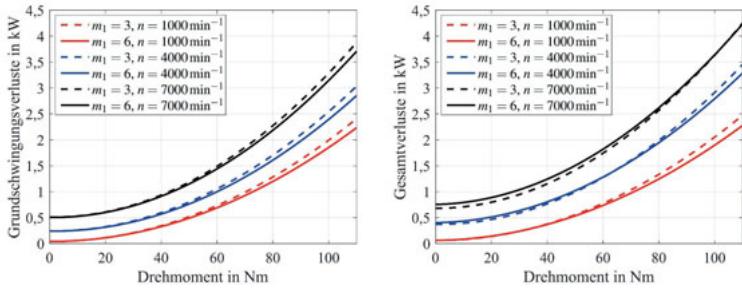


Bild 6.30: Grundschningsverluste (links) und Gesamtverluste (rechts) der drei- und der sechssträngigen PMSM

Die Grundschningsverluste der sechssträngigen PMSM sind durch den höheren Wicklungsfaktor geringer als die der dreisträngigen PMSM. Die Gesamtverluste der sechssträngigen PMSM sind betriebspunktabhängig höher oder niedriger. Dies liegt an den hochfrequenten Oberschwingungsverlusten, welche bei der sechssträngigen PMSM bereits im Leerlauf höher sind als bei der dreisträngigen PMSM. Dieser Nachteil wird durch die geringeren Grundschningsverluste betriebspunktabhängig kompensiert. Abhängig von der Drehzahl existiert jeweils ein Lastpunkt, bei dem die Gesamtverluste der drei- und der sechssträngigen Variante gleich sind. Generell kann festgestellt werden, dass die sechssträngige PMSM bei geringen Drehmomenten und hohen Drehzahlen Wirkungsgradnachteile gegenüber der dreisträngigen PMSM hat. Bei hohen Drehmomenten und niedrigen Drehzahlen hat die sechssträngige Variante Wirkungsgradvorteile.

Um zu untersuchen, welche Auswirkungen die unterschiedlichen Grundschnings- und Oberschwingungsverluste unter Last auf die Temperaturen in der PMSM haben, wurden thermische Messungen in zwei unterschiedlichen Betriebspunkten jeweils an der drei- und der sechssträngigen Variante durchgeführt. Es wurde ein Betriebspunkt mit niedriger Drehzahl (BP1) und ein Betriebspunkt bei hoher Drehzahl (BP2) gewählt. Tabelle 6.6 zeigt die Messdaten dieser beiden Betriebspunkte. Für den Betriebspunkt BP1 sind die Gesamtverluste der sechssträngigen PMSM geringer, wohingegen im Betriebspunkt BP2 die Gesamtverluste der dreisträngigen PMSM geringer sind.

Tabelle 6.6: Betriebspunkt BP1 und BP2 für die thermische Messung

Strangzahl	Drehzahl	Drehmoment	Gesamtverluste
BP1			
$m_1 = 3$	$n = 1000 \text{ min}^{-1}$	$M = 55 \text{ Nm}$	$P_{v,ges} = 660 \text{ W}$
$m_1 = 6$	$n = 1000 \text{ min}^{-1}$	$M = 55 \text{ Nm}$	$P_{v,ges} = 630 \text{ W}$
BP2			
$m_1 = 3$	$n = 7000 \text{ min}^{-1}$	$M = 55 \text{ Nm}$	$P_{v,ges} = 1574 \text{ W}$
$m_1 = 6$	$n = 7000 \text{ min}^{-1}$	$M = 55 \text{ Nm}$	$P_{v,ges} = 1654 \text{ W}$

Bild 6.31 zeigt die gemessenen Temperaturen in der PMSM im Betriebspunkt BP1 der dreisträngigen und der sechssträngigen Variante bei einer Kühlmitteltemperatur $\vartheta_F = 20^\circ\text{C}$.

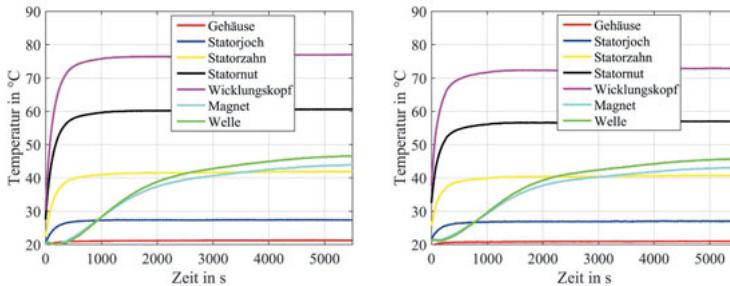


Bild 6.31: Gemessene Temperaturen im BP1 in der dreisträngigen PMSM (links) und in der sechssträngigen PMSM (rechts)

Bei der sechssträngigen PMSM entstehen geringere Stromwärmeverluste. Aus diesem Grund ist die Wicklungskopftemperatur um 4 K geringer als bei der dreisträngigen PMSM. Die Gesamtverluste sind bei der sechssträngigen PMSM ebenfalls geringer, wodurch alle Temperaturen in der Maschine niedriger sind. Bild 6.32 zeigt die gemessenen Temperaturen in der PMSM im Betriebspunkt BP2 der dreisträngigen und der sechssträngigen Variante bei einer Kühlmitteltemperatur $\vartheta_F = 20^\circ\text{C}$.

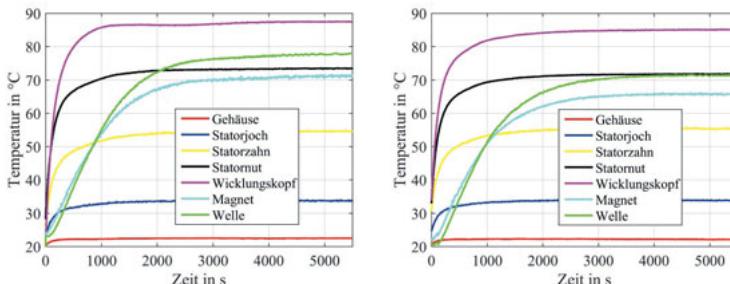


Bild 6.32: Gemessene Temperaturen im BP2 in der dreisträngigen PMSM (links) und in der sechssträngigen PMSM (rechts)

Im Betriebspunkt BP2 ist die Statorwicklungskopftemperatur trotz höherer Gesamtverluste in der sechssträngigen PMSM 2 K niedriger als in der dreisträngigen PMSM. Dies liegt daran, dass die Stromwärmeverluste bei der sechssträngigen PMSM geringer sind und es sich bei den höheren Oberschwingungsverlusten hauptsächlich um Ummagnetisierungsverluste im Statorblechpaket handelt. Wie bereits in Abschnitt 6.3.2 erläutert, sind die Oberschwingungsverluste

bei der sechssträngigen PMSM höher als bei der dreisträngigen. Allerdings entstehen diese Oberschwingungsverluste hauptsächlich im Statorblechpaket und die Oberschwingungsverluste im Rotor sind deutlich geringer als bei der dreisträngigen PMSM. Dies hat zur Folge, dass die Rotortemperatur der sechssträngigen PMSM um 6 K geringer ist als die der dreisträngigen PMSM. Zusätzlich ist zu erkennen, dass die Temperaturen des Statorjochs und der Statorzähne bei der sechssträngigen PMSM um etwa 1 K höher sind. Da das Statorblechpaket einen geringen thermischen Widerstand zum Kühlmittel hat, führen die um 80 W höheren Gesamtverluste (Tabelle 6.6) zu keiner signifikanten Temperaturerhöhung im Statorblech (Statorzahn und Statorjoch). Die Temperatur der Wicklung begrenzt die Dauerleistung der E-Maschine. Es kann festgehalten werden, dass die PMSM mit sechssträngiger Wicklung trotz höherer Gesamtverluste eine höhere Dauerleistung aufweist als die PMSM mit dreisträngiger Wicklung.

Zur Validierung des thermischen Modells der PMSM wurden zusätzlich zu den Messungen thermische Simulationen für die Betriebspunkte BP1 und BP2 durchgeführt. Bild 6.33 zeigt die Simulationsergebnisse und die gemessenen Temperaturen für den Betriebspunkt BP2 im dreisträngigen Betrieb. Der Vergleich zeigt eine gute Übereinstimmung, wodurch das thermische Modell validiert werden konnte.

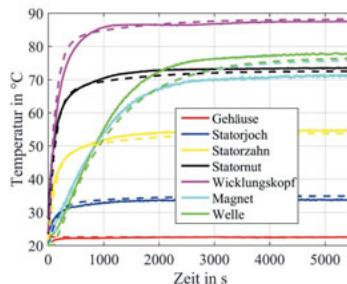


Bild 6.33: Gemessene (durchgezogene Linien) und simulierte (gestrichelte Linien) Temperaturen in der dreisträngigen PMSM im Betriebspunkt BP2

6.5.2 Induktionsmaschine

Mit der dreisträngigen Induktionsmaschine wurden ebenfalls Messungen unter Last durchgeführt und mit den Berechnungen aus dem Programm „ASYN“ verglichen. In Bild 6.34 ist das Drehmoment in Abhängigkeit vom Strangstrom dargestellt. Die Berechnungen aus „ASYN“ stimmen gut mit der Messung überein.

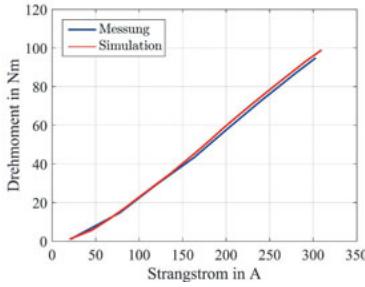


Bild 6.34: Gemessenes und simuliertes Drehmoment der IM in Abhängigkeit vom Strangstrom bei $n = 1000 \text{ min}^{-1}$

In Bild 6.35 ist das Drehmoment in Abhängigkeit vom Strangstrom der drei- und der sechssträngigen IM dargestellt. Durch den höheren Wicklungsfaktor der sechssträngigen IM gilt bei identischem Drehmoment $I_{m6} = 0,483 \cdot I_{m3}$. Um graphisch deutlicher zu zeigen, dass $I_{m6} \neq 0,5 \cdot I_{m3}$ ist, wurde in Bild 6.35 ein Graph mit $0,5 \cdot I_{m3}$ hinzugefügt.

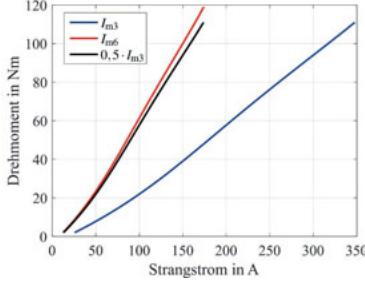


Bild 6.35: Gemessenes Drehmoment der drei- und der sechssträngigen IM in Abhängigkeit vom Strangstrom bei $n = 1000 \text{ min}^{-1}$

Für verschiedene Betriebspunkte wurden in Tabelle 6.7 die Grundschwingsverlustleistungen der dreisträngigen IM messtechnisch ermittelt und mit den aus „ASYN“ berechneten Werten

verglichen. Dabei zeigt sich eine gute Übereinstimmung. Die Messungen und Simulationen wurden bei einer Maschinentemperatur von 30°C durchgeführt. Der Wirkungsgrad der IM ist im Vergleich zum Wirkungsgrad der PMSM (Tabelle 6.4) geringer.

Tabelle 6.7: Validierung der Grundschatzschwingsverluste $P_{v,Grund}$ der dreisträngigen IM

Drehzahl	Drehmoment	Strangstrom	gemessene $P_{v,Grund}$	berechnete $P_{v,Grund}$	Abweichung der Verluste	gemessener Wirkungs- grad
1000 min ⁻¹	30,4 Nm	120,5 A	689 W	715 W	4%	82,20%
1000 min ⁻¹	44,4 Nm	160,4 A	1236 W	1270 W	3%	78,99%
4000 min ⁻¹	15,3 Nm	77,2 A	570 W	539 W	6%	91,82%
4000 min ⁻¹	30,0 Nm	119,2 A	1044 W	1077 W	3%	92,32%
7000 min ⁻¹	12,7 Nm	72,2 A	753 W	758 W	1%	92,50%
7000 min ⁻¹	25,5 Nm	105,6 A	1314 W	1331 W	1%	93,40%

Die durch die Wechselrichterspeisung entstehenden hochfrequenten Oberschwingungsverluste wurden mithilfe des Leistungsmessgeräts gemessen und in Tabelle 6.8 für unterschiedliche Betriebspunkte aufgelistet. Der Wirkungsgrad der IM sinkt durch die hochfrequenten Oberschwingungsverluste betriebspunktabhängig um 1 bis 2%. Im Vergleich zur PMSM (Tabelle 6.5) ist der Wirkungsgrad der IM bei gleichem Drehmoment um bis zu 10% schlechter.

Tabelle 6.8: Validierung der Gesamtverluste der dreisträngigen IM

Drehzahl	Drehmoment	Strangstrom	gemessene $P_{v,Grund}$	gemessene $P_{v,ges}$	gemessene $P_{v,Ob}$	gemessener Wirkungs- grad
1000 min ⁻¹	30,4 Nm	120,5 A	689 W	734 W	45 W	81,25%
1000 min ⁻¹	44,4 Nm	160,4 A	1237 W	1298 W	61 W	78,18%
4000 min ⁻¹	15,3 Nm	77,2 A	570 W	750 W	180 W	89,51%
4000 min ⁻¹	30,0 Nm	119,2 A	1044 W	1294 W	250 W	90,63%
7000 min ⁻¹	12,7 Nm	72,2 A	753 W	994 W	241 W	90,35%
7000 min ⁻¹	25,5 Nm	105,6 A	1314 W	1619 W	305 W	92,03%

In Bild 6.36 sind die Grundschatzschwingsverluste und die Gesamtverluste der drei- und der sechssträngigen IM dargestellt.

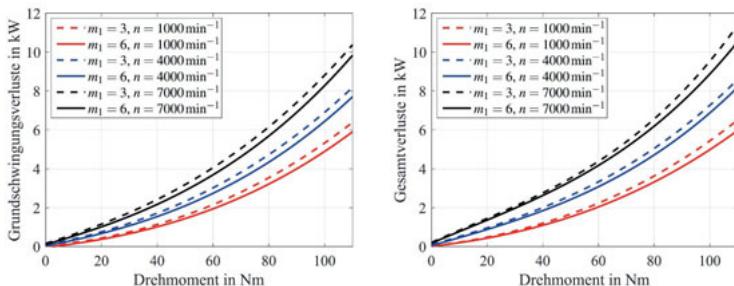


Bild 6.36: Grundschatzungsverluste (links) und Gesamtverluste (rechts) der drei- und der sechsstängigen IM

Es ist zu erkennen, dass im Gegensatz zur PMSM (Bild 6.30) die sechssträngige IM durchweg geringere Grund- und Gesamtverluste aufweist als die dreisträngige Variante. Die hochfrequenten Oberschwingungsverluste sind strangspannungsabhängig. Bei der PMSM ist die Strangspannung aufgrund des Permanentmagnetflusses bereits im Leerlauf vorhanden und hauptsächlich drehzahlabhängig. Dadurch entstehen bei der PMSM im Leerlauf bereits hohe Oberschwingungsverluste. Bei der IM ist die induzierte Spannung vom Magnetisierungsstrom abhängig, welcher lastabhängig eingestellt wird. Dadurch ist die Strangspannung auch bei hohen Drehzahlen und geringen Drehmomenten bei der IM deutlich kleiner als bei der PMSM. Der Anteil der Oberschwingungsverluste an den Gesamtverlusten ist in diesen Betriebspunkten gering. Durch den sechssträngigen Betrieb werden die Oberschwingungsverluste erhöht, jedoch ist der Anteil dieser Verluste an den Gesamtverlusten weiterhin klein. Bei der IM ist aufgrund des Magnetisierungsstroms der Strangstrom bei gleichem Drehmoment höher als bei der PMSM. Der Anteil der Stromwärmeverluste an den Gesamtverlusten ist bei der IM dadurch höher als bei der PMSM. Der Vorteil der geringeren Stromwärmeverluste im sechssträngigen Betrieb fällt bei der IM stärker ins Gewicht. Dies führt dazu, dass im sechssträngigen Betrieb bei der IM trotz höherer Oberschwingungsverluste die Gesamtverluste in jedem Betriebspunkt geringer sind als im dreisträngigen Betrieb. Die Gesamtverluste der IM-Varianten sind, wie zu erwarten, deutlich höher als die der PMSM-Varianten (Bild 6.37).

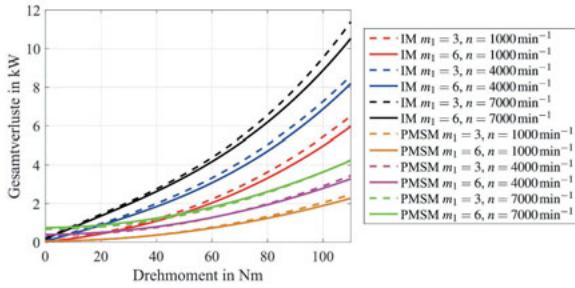


Bild 6.37: Vergleich der drehzahlabhängigen Gesamtverluste der IM und der PMSM für die drei- und die sechssträngige Variante

Um die Auswirkungen der Gesamtverluste auf die Temperaturen in der IM zu untersuchen, wurden bei der dreisträngigen und der sechssträngigen Variante thermische Messungen durchgeführt. Die IM wurde mit konstanter Drehzahl $n = 7000 \text{ min}^{-1}$ und konstantem Drehmoment $M = 25,5 \text{ Nm}$ betrieben. Die Kühlmitteltemperatur betrug 20°C . In Bild 6.38 ist zu erkennen, dass die Rotortemperatur der sechssträngigen IM um 13 K niedriger ist als die der dreisträngigen IM. Die WicklungskopfTemperatur ist um 4 K geringer. Im Vergleich zur PMSM ist zu erkennen, dass trotz deutlich geringerem Drehmoment und geringeren Strangströmen (IM: $M = 25,5 \text{ Nm}$, $I_{m3} = 105,6 \text{ A}$, Bild 6.27; PMSM: $M = 55 \text{ Nm}$, $I_{m3} = 139 \text{ A}$, Bild 6.34) die Statorwicklungstemperaturen einen ähnlichen Wert erreichen (Bild 6.32 und 6.38). Dies liegt unter anderem daran, dass der Rotor der IM den Stator und somit auch den Wicklungskopf zusätzlich erwärmt. Die Rotortemperatur der IM ist deutlich höher als die der PMSM (155°C bzw. 140°C zu 78°C bzw. 71°C) und begrenzt die mögliche Dauerleistung dieses Maschinentyps. Dies zeigt, dass für die IM eine Flüssigkeits-Rotorkühlung zur Erhöhung der Dauerleistung erforderlich ist.

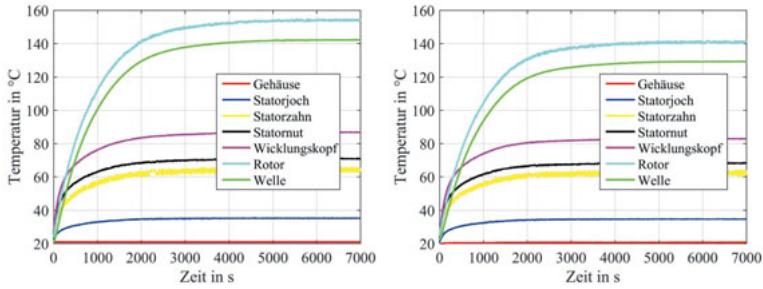


Bild 6.38: Gemessene Temperaturen in der dreisträngigen IM (links) und der sechssträngigen IM (rechts) bei $M = 26 \text{ Nm}$ und $n = 7000 \text{ min}^{-1}$

Zur Validierung des thermischen Modells der IM wurden thermische Simulationen für die dreisträngige IM durchgeführt und in Bild 6.39 mit den Messungen verglichen. Durch mehrere thermische Messungen und Simulationen konnte das thermische Modell validiert werden. Zur Berücksichtigung der zusätzlichen Rotorölkühlung der IM, wie in Abschnitt 7.1 erläutert, musste das thermische Modell nur wenig modifiziert werden. Es kann davon ausgegangen werden, dass die thermischen Berechnungen in den Fahrzyklussimulationen (Abschnitt 7.1) für die IM mit Rotorölkühlung ebenfalls valide sind.

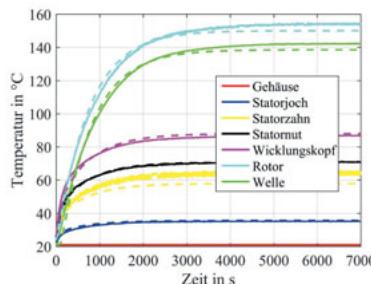


Bild 6.39: Gemessene (durchgezogene Linien) und simulierte (gestrichelte Linien) Temperaturen in der dreisträngigen IM bei $M = 26 \text{ Nm}$ und $n = 7000 \text{ min}^{-1}$

7 Simulationen im Fahrzyklus und Bewertung der Baureihen

In diesem Kapitel erfolgt die Berechnung des Betriebsverhaltens der E-Maschine und der Leistungselektronik im Fahrzyklus. Die Batterie wurde für die Untersuchungen als verlustfreie, ideale Gleichspannung angenommen. Dadurch wird eine bessere Vergleichbarkeit zwischen den E-Maschinen- und Leistungselektronik-Varianten der Baureihe II und IIb erreicht. Im Anschluss erfolgt eine Beurteilung der Baureihen hinsichtlich der in Abschnitt 2.3 erarbeiteten Bewertungskriterien.

7.1 Simulationen im Fahrzyklus

Zunächst sollen beispielhaft anhand der Fahrzeugklasse E und der sechssträngigen PMSM3 im NEFZ (Bild 2.8) und im BS-Zyklus (Bild 2.10) die Verluste und Temperaturen der E-Maschinen näher untersucht werden. Die Kühlmitteltemperatur beträgt bei der Simulation $\vartheta_F = 70^\circ\text{C}$. Bild 7.1 zeigt die Verlustleistungen und die Temperaturen der PMSM3 während des NEFZ.

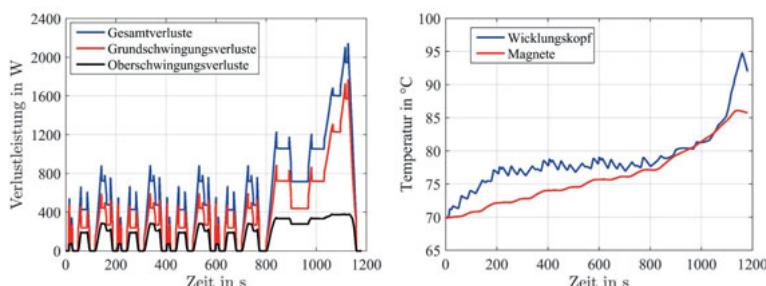


Bild 7.1: Verlustleistungen (links) und Temperaturen (rechts) der PMSM3 während des NEFZ mit der Fahrzeugklasse E

Es ist zu erkennen, dass die Verluste der E-Maschine nur zu einer geringen Temperaturerhöhung des Statorwicklungskopfs und der Magnete führen. In Bild 7.2 sind die Verlustleistungen und die Temperaturen der PMSM3 während des BS-Zyklus dargestellt.

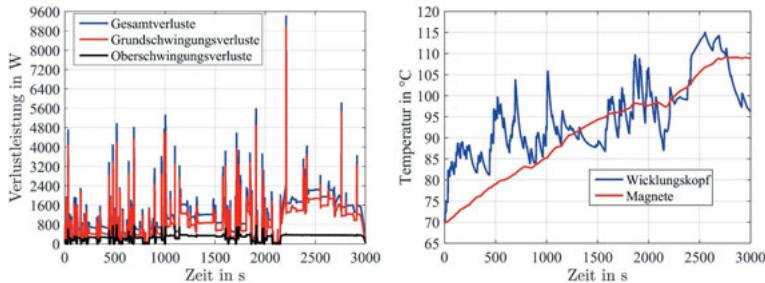


Bild 7.2: Verlustleistungen (links) und Temperaturen(rechts) der PMSM3 während des BS-Zyklus mit der Fahrzeugklasse E

Durch die starken Beschleunigungen im BS-Zyklus sind die Verluste der E-Maschine in diesen Betriebspunkten deutlich höher als im NEFZ. Da diese Beschleunigungen jedoch nur kurzzeitig gefordert sind, steigt die Temperatur der Wicklung jeweils nur kurzfristig an und erreicht zu keinem Zeitpunkt die Nähe ihrer maximal zulässigen Temperatur (Tabelle 5.1). Es ist zu erkennen, dass die Temperatur der Permanentmagnete während des Zyklus steigt. Um zu untersuchen, ob die Magnettemperatur bei längerer Fahrt unzulässig hohe Werte erreicht, wurde der BS-Zyklus dreimal wiederholt. Die Simulationsergebnisse der Wicklungskopftemperatur und der Magnettemperatur sind in Bild 7.3 dargestellt.

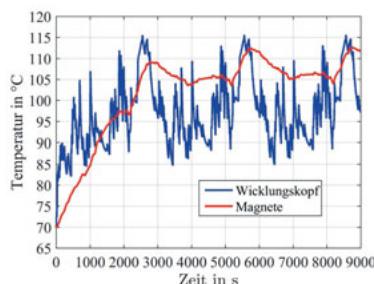


Bild 7.3: Temperaturen der PMSM3 während dreimaliger Wiederholung des BS-Zyklus mit der Fahrzeugklasse E

Die Wicklungskopftemperatur und die Magnettemperatur überschreiten auch bei dreimaliger Wiederholung des BS-Zyklus zu keinem Zeitpunkt ihre maximal zulässigen Temperaturen (Tabelle 5.1).

In Bild 7.4 sind die während des jeweiligen Zyklus auftretenden Betriebspunkte im Systemwirkungsgradkennfeld eingezeichnet.

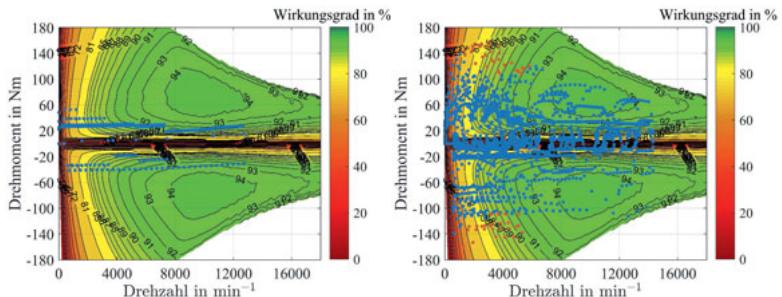


Bild 7.4: Systemwirkungsgradkennfeld des Antriebssystems mit der PMSM3 und eingezeichnete Betriebspunkte während des NEFZ (links) und während des BS-Zyklus (rechts) mit der Fahrzeugklasse E

Es ist gut zu erkennen, dass im BS-Zyklus deutlich höhere Drehmomente erforderlich sind. Die in rot eingezeichneten Betriebspunkte zeigen das eingeschaltete Interleaving. Es ist zu erkennen, dass das Interleaving im NEFZ zu keinem Zeitpunkt benötigt wird. Im BS-Zyklus ist das PWM-Interleaving nur in vereinzelten Betriebspunkten aktiv. Dies zeigt, dass die durch das PWM-Interleaving erhöhten Oberschwingungsverluste in der E-Maschine nur einen minimalen Einfluss auf den Energieverbrauch im Fahrzyklus haben. Im Folgenden sollen die Unterschiede im Betriebsverhalten der PMSM3 und der IM3 im NEFZ mit der Fahrzeugklasse E näher untersucht werden. Bild 7.5 zeigt den Vergleich der Gesamtverlustleistung und der Temperaturen der PMSM3 und der IM3 während des NEFZ. Die IM3 hat zusätzlich zur Wassermantelkühlung eine Rotorölkühlung mit $\vartheta_{\text{Öl}} = 90^\circ\text{C}$.

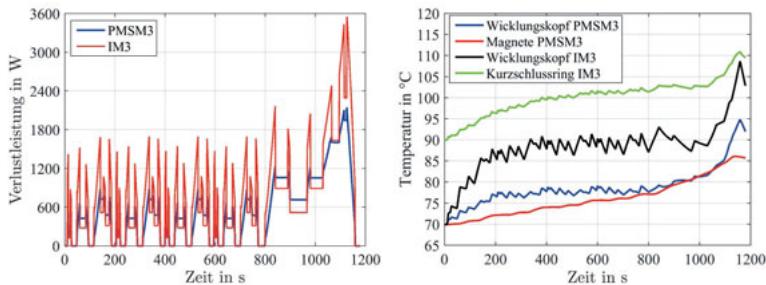


Bild 7.5: Gesamtverlustleistungen (links) und Temperaturen (rechts) der PMSM3 und IM3 während des NEFZ mit der Fahrzeugklasse E

In den Abschnitten, in denen das Fahrzeug mit konstanter Geschwindigkeit unter 100 km/h fährt, sind die Verluste der IM3 geringer als die der PMSM3. Bei Fahrt mit konstanter Geschwindigkeit sind das nötige Drehmoment und der Strangstrom relativ gering. Dadurch ist der Anteil der Stromwärmeverluste an den Gesamtverlusten nicht dominierend. In diesen Betriebspunkten sind die Strangspannung und der magnetische Fluss in der IM3 niedriger als in der PMSM3. Dadurch entstehen in der PMSM3 höhere Ummagnetisierungsverluste, höhere Oberschwingungsverluste durch Wechselrichterspeisung und höhere Gesamtverluste als in der IM3 (Bild 6.37). Die Verlustleistung der IM3 ist in den Beschleunigungs- und Verzögerungsphasen deutlich höher als die der PMSM3. Bild 7.6 zeigt den Strangstrom und den Wirkungsgrad der PMSM3 und IM3 während des NEFZ.

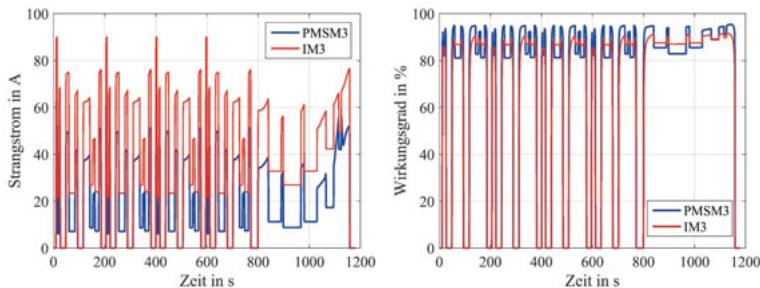


Bild 7.6: Strangstrom (links) und Wirkungsgrad (rechts) der PMSM3 und IM3 während des NEFZ mit der Fahrzeugklasse E

Bei höheren Drehmomenten sind die Strangstrome der IM3 deutlich höher als die der PMSM. Dadurch entstehen höhere Ständerstromwärmeverluste, die in diesen Betriebspunkten die Gesamtverluste dominieren. Zusätzlich entstehen im Rotor der IM3 Stromwärmeverluste. Dies führt in diesen Betriebspunkten zu deutlich höheren Gesamtverlusten der IM3 gegenüber der PMSM3. Der Energiebedarf des Antriebssystems beträgt mit der PMSM3 im NEFZ 10,97 kWh

und mit der IM3 12,21 kWh. Eine detaillierte Berechnung des Energiebedarfs der unterschiedlichen Antriebssysteme in den untersuchten Fahrzyklen wird in Abschnitt 7.2.3 durchgeführt. Zusätzlich werden die drei- und sechssträngigen E-Maschinen der Baureihe II und IIb miteinander verglichen.

Im Folgenden soll untersucht werden, welche Auswirkungen die Rotorölkühlung auf die Rotortemperatur der IM3 hat. Dazu wurden mit der IM3 und der Fahrzeugklasse E Simulationen im BS-Zyklus mit und ohne Rotorkühlung durchgeführt. Bild 7.7 zeigt, dass die Temperatur des Kurzschlussrings ohne Rotorkühlung nahezu die maximal zulässige Temperatur von $\vartheta_{\text{Ring}} = 180^\circ\text{C}$ erreicht.

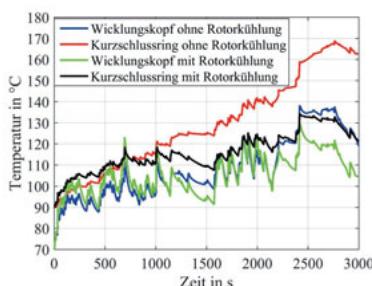


Bild 7.7: Temperaturen der IM3 mit und ohne Rotorölkühlung während des BS-Zyklus mit der Fahrzeugklasse E

Bei längerer Fahrt mit hoher Geschwindigkeit würde die Temperatur des Kurzschlussrings der IM weiter steigen und die zulässige Maximaltemperatur überschreiten. Durch die Rotorölkühlung mit $\vartheta_{\text{Öl}} = 90^\circ\text{C}$ ist die Maximaltemperatur des Kurzschlussrings im Zyklus auf $\vartheta_{\text{Ring}} = 135^\circ\text{C}$ gesunken. Dadurch ist auch eine längere Fahrt mit hoher Geschwindigkeit möglich. Dies zeigt, dass für die IM eine Rotorkühlung notwendig ist. Die bei der PMSM ohne Rotorkühlung im BS-Zyklus maximal erreichte Magnettemperatur liegt bei $\vartheta_{\text{Mag}} = 108^\circ\text{C}$ und ist damit um 32 K geringer als die maximal zulässige Magnettemperatur (Bild 7.2). Auch bei längerer Fahrt mit hoher Geschwindigkeit wird die maximal zulässige Magnettemperatur nicht überschritten. Damit konnte nachgewiesen werden, dass für die PMSM keine Rotorkühlung nötig ist.

7.2 Bewertung der Baureihenkonzepte

Die Bewertung der Kosten, der Energieeffizienz und des Bauraums der Baureihe II und IIb wurde in enger Zusammenarbeit mit Heseding [9] durchgeführt.

7.2.1 Kosten

Die folgenden Kostenberechnungen beziehen sich auf die Anzahl der PKW-Neuzulassungen in Deutschland im Jahr 2014 (Tabelle 2.4) und die Aufteilung der Antriebssysteme auf die unterschiedlichen Fahrzeugklassen (Tabelle 5.3). Für die in Abschnitt 2.3 erstellten Kostenfunktionen wurde für jede Komponente des Antriebssystems eine Bezugsstückzahl von $n_{S,Bez} = 100.000$ gewählt [18]. Tabelle 7.1 zeigt die Stückzahlen und die Kosten der Einzelkomponenten für die modulare mehrsträngige Baureihe II mit Einheitsstator.

Tabelle 7.1: Kosten und Stückzahlen der Komponenten der Baureihe II

Komponente	Stückzahl	Gesamtkosten
LM1	1.957.267	567.965.440€
LM2	1.440.987	613.965.440€
C1	1.367.003	70.600.014€
C2	1.180.972	89.101.288€
Stator IM1 / PMSM1	776.738	102.124.355€
Stator IM2 / PMSM2	920.956	129.785.754€
Stator IM3 / PMSM3	590.264	92.700.604€
Stator IM4 / PMSM4	260.015	48.728.327€
Rotor IM1	330.055	5.082.914€
Rotor PMSM1	446.683	41.128.893€
Rotor IM2	446.633	9.880.274€
Rotor PMSM2	474.323	63.615.581€
Rotor IM3	360.199	11.038.385€
Rotor PMSM3	230.065	44.034.280€
Rotor IM4	158.712	7.465.164€
Rotor PMSM4	101.302	29.818.792€

Tabelle 7.2 zeigt die Stückzahlen und Kosten der Einzelkomponenten für die durchweg dreisträngige Baureihe IIb. Um den Kostenvorteil des Einheitsstators zu untersuchen, wird davon ausgegangen, dass die IM und die PMSM der Baureihe IIb keinen Einheitsstator aufweisen. Dadurch können die E-Maschinen der Baureihe IIb als eine Komponente aufgefasst werden und müssen nicht mehr in die Komponenten Rotor und Stator zerlegt werden.

Tabelle 7.2: Kosten und Stückzahlen der Komponenten der Baureihe IIb ohne Einheitsstator

Komponente	Stückzahl	Gesamtkosten
LM1	776.738	236.312.927€
LM2	920.956	401.552.332€
LM3	590.264	375.058.146€
LM4	260.015	249.807.120€
C1	776.738	41.313.449€
C2	920.956	70.388.163€
C3	590.264	65.324.486€
C4	260.015	44.125.139€
IM1	330.055	50.601.060€
PMSM1	446.683	101.673.744€
IM2	446.633	75.358.759€
PMSM2	474.323	132.918.495€
IM3	360.199	69.202.188€
PMSM3	230.065	82.175.669€
IM4	158.712	38.111.627€
PMSM4	101.302	49.941.640€

Zum Vergleich werden die Kosten für die E-Maschinen und die Wechselrichter sowie die Gesamtkosten für die Baureihe II und IIb ermittelt (Tabelle 7.3).

Tabelle 7.3: Kosten der Baureihe II und IIb

	Baureihe II	Baureihe IIb	Kostenvorteil der Baureihe II
Wechselrichter	1.341.639.641€	1.483.881.761€	10,6%
E-Maschinen	585.403.325€	599.983.183€	2,5%
Gesamtkosten	1.927.042.967€	2.083.864.945€	8,1%

Durch die modulare Strangzahlskalierung konnte die Anzahl unterschiedlicher Leistungsmodulen und Kondensatoren reduziert und eine Stückzahlerhöhung gleicher Einzelkomponenten erreicht werden. Die Kosten des Wechselrichters konnten dadurch um 10,6% verringert werden. Der Einheitsstator erhöht die Stückzahl der Statoren, und die Gesamtkosten der E-Maschinen sinken um 2,5%. Dies führt dazu, dass die modulare strangzahlskalierte Baureihe II gegenüber der Baureihe IIb einen Kostenvorteil von 8,1% aufweist. Somit konnte gezeigt werden, dass eine modulare mehrsträngige Bauweise des Wechselrichters und der E-Maschine die Gesamtkosten deutlich reduzieren kann.

7.2.2 Bauraumbedarf

In den Tabellen 5.10 und 5.11 wurden die Bauräume der Leistungsmodule und der Kondensatoren der Baureihe II und IIb dargestellt. Im Folgenden soll der Bauraumbedarf des Antriebssystems für die beiden Baureihen verglichen werden. Tabelle 7.4 zeigt den Bauraum der jeweiligen Wechselrichter $V_{WR} = V_{LM,ges} + V_C$.

Tabelle 7.4: Bauraum der Wechselrichter für die Baureihe II und die Baureihe IIb

Wechselrichter	Baureihe	m_1	V_{WR}
LM1 + C1	II u. IIb	3	807,3 cm ³
LM2 + C2	II u. IIb	3	1013,6 cm ³
2 · LM1 + C1	II	6	1379,5 cm ³
2 · LM2 + C2	II	6	1687,0 cm ³
LM3 + C3	IIb	3	1279,4 cm ³
LM4 + C4	IIb	3	1671,6 cm ³

Die sechphasigen Wechselrichter der Baureihe II benötigen einen größeren Bauraum als die dreiphasigen Wechselrichter der Baureihe IIb (7,3% und 0,9%). Der Bauraum der Kondensatoren der sechphasigen Wechselrichter konnte durch das PWM-Interleaving in etwa halbiert werden. Dies kann jedoch die Bauraumnachteile des sechphasigen Leistungsmoduls (2 · LM1 bzw. 2 · LM2) gegenüber den dreiphasigen Leistungsmodulen (LM3 bzw. LM4) nicht vollständig kompensieren. Für das untersuchte Stückzahlszenario wird die Anzahl der jeweils eingesetzten Wechselrichter bestimmt. Durch eine Stückzahlgewichtung der Wechselrichter wurde ein mittlerer Bauraumnachteil des Wechselrichters in der modularen Baureihe II gegenüber der nicht modularen Baureihe IIb von 2,3% ermittelt. Der Bauraum der drei- und der sechssträngigen E-Maschine unterscheidet sich nicht. Der Bauraum der E-Maschinen ist im Vergleich zum Bauraum der Wechselrichter deutlich größer (Tabelle 7.5).

Tabelle 7.5: Bauräume der E-Maschinen (EM) und der Wechselrichter (WR) für die Baureihe II und IIb

E-Maschinen	Baureihe	m_1	Bauraum EM	Bauraum WR	Bauraum gesamt
IM1 / PMSM1	II u. IIb	3	3636 cm ³	807,3 cm ³	4443,3 cm ³
IM2 / PMSM2	II u. IIb	3	4636 cm ³	1013,6 cm ³	5649,6 cm ³
IM3 / PMSM3	II	6	5802 cm ³	1379,5 cm ³	7181,5 cm ³
IM4 / PMSM4	II	6	7800 cm ³	1687,0 cm ³	9487,0 cm ³
IM3b / PMSM3b	IIb	6	5802 cm ³	1279,4 cm ³	7081,4 cm ³
IM4b / PMSM4b	IIb	6	7800 cm ³	1671,6 cm ³	9471,6 cm ³

Dadurch fällt der Bauraumnachteil des Wechselrichters nicht so stark ins Gewicht. Der stückzahlgewichtete Bauraumnachteil des Antriebssystems der Baureihe II beträgt lediglich 0,4%. Somit konnte gezeigt werden, dass durch die modulare Bauweise des Antriebssystems nur ein geringer Bauraumnachteil entsteht.

7.2.3 Energieeffizienz im Fahrzyklus

Im Folgenden wird die Energieeffizienz der erarbeiteten Baureihen im Fahrzyklus untersucht und verglichen. Die Batterie wurde für die Untersuchungen als verlustfreie, ideale Gleichspannungsquelle angenommen. Es wurden für alle Fahrzeugklassen mit den jeweiligen E-Motoren und der zugehörigen Leistungselektronik Energiebedarfsberechnungen in den drei vorgestellten Fahrzyklen (Bilder 2.8, 2.9, 2.10) durchgeführt. In Tabelle 7.6 wurden beispielhaft für zwei E-Motoren in den Fahrzeugklassen C und D die mittleren Wirkungsgrade und der Energieverbrauch in den einzelnen Fahrzyklen dargestellt.

Tabelle 7.6: Mittlere Wirkungsgrade und Energieverbrauch in den einzelnen Fahrzyklen für zwei Varianten der Fahrzeugklassen C und D

Fahrzeugklasse	EM	Fahrzyklus	$\bar{\eta}_{EM}$	$\bar{\eta}_{WR}$	$\bar{\eta}_{Sys}$	Energieverbrauch auf 100 km
C (V2)	IM2	NEFZ	85,41%	86,40%	75,37%	10,10 kWh
C (V2)	IM2	WLTP	83,85%	88,03%	75,07%	11,89 kWh
C (V2)	IM2	BS-Zyklus	84,11%	88,21%	75,80%	13,89 kWh
C (V3)	PMSM2	NEFZ	88,57%	92,72%	83,00%	8,93 kWh
C (V3)	PMSM2	WLTP	86,36%	93,68%	81,39%	10,77 kWh
C (V3)	PMSM2	BS-Zyklus	85,86%	94,03%	81,53%	12,79 kWh
D (V1)	IM2	NEFZ	85,29%	86,92%	75,74%	10,99 kWh
D (V1)	IM2	WLTP	83,97%	88,41%	75,50%	12,76 kWh
D (V1)	IM2	BS-Zyklus	84,09%	88,52%	76,06%	14,75 kWh
D (V2)	PMSM2	NEFZ	89,38%	92,71%	83,79%	9,78 kWh
D (V2)	PMSM2	WLTP	87,19%	93,65%	82,18%	11,39 kWh
D (V2)	PMSM2	BS-Zyklus	86,90%	94,00%	82,54%	13,36 kWh

Es ist zu erkennen, dass die PMSM-Variante in allen Fahrzyklen eine höhere Energieeffizienz aufweist als die IM-Variante. Im Vergleich zur Fahrzeugklasse C steigt aufgrund der höheren Fahrzeuggmasse der Energieverbrauch in der Fahrzeugklasse D. Diese Berechnungen wurden für jede E-Motor-Leistungselektronik-Kombination und jede Fahrzeugklasse durchgeführt. Anschließend wurde jeweils der Mittelwert des Wirkungsgrads und des Energieverbrauchs in den drei Fahrzyklen berechnet. Da die E-Motor-Leistungselektronik-Kombinationen in unterschiedlichen Fahrzeugen eingesetzt werden, wurde im Anschluss ein stückzahlgewichteter Mittelwert für jedes Antriebssystem berechnet. Tabelle 7.7 zeigt die stückzahlgewichteten mittleren Wirkungsgrade der E-Maschine $\bar{\eta}_{EM}$, des Wechselrichters $\bar{\eta}_{WR}$ und des Gesamtsystems $\bar{\eta}_{Sys}$ sowie den stückzahlgewichteten Energieverbrauch auf 100 km für alle Antriebssysteme.

Tabelle 7.7: Stückzahlgewichtete mittlere Wirkungsgrade und Energieverbrauch

Fahrzeugklasse	E-Maschine	m_1	$\bar{\eta}_{EM}$	$\bar{\eta}_{WR}$	$\bar{\eta}_{Sys}$	Energieverbrauch auf 100km
A, B	IM1	3	82,8%	88,6%	75,0%	11,34kWh
A, B, C	PMSM1	3	87,7%	93,7%	83,0%	10,44kWh
B, C, D	IM2	3	84,5%	87,6%	75,4%	11,98kWh
C, D, J00	PMSM2	3	87,5%	93,4%	82,5%	11,29kWh
C, D, E, J00, J0	IM3	6	85,4%	87,0%	75,8%	13,66kWh
C, D, E, J00, J0	IM3b	3	85,3%	86,6%	75,3%	13,74kWh
C, D, E, J00, J0	PMSM3	6	87,0%	93,3%	81,8%	13,58kWh
C, D, E, J00, J0	PMSM3b	3	87,6%	93,0%	82,2%	13,50kWh
D, E, J0, J	IM4	6	86,3%	85,9%	75,5%	16,64kWh
D, E, J0, J	IM4b	3	86,2%	85,2%	75,0%	16,76kWh
D, E, J0, J	PMSM4	6	86,0%	91,7%	80,5%	15,84kWh
D, E, J0, J	PMSM4b	3	86,7%	91,9%	81,1%	15,72kWh

Es ist zu erkennen, dass der mittlere Wirkungsgrad des Wechselrichters bei der IM geringer ist als bei der PMSM. Dies liegt an dem höheren Strangstrom (Bild 7.6) und dem geringeren Leistungsfaktor der IM. Die sechsphasigen Wechselrichter haben im Vergleich zu den dreiphasigen Wechselrichtern Wirkungsgradvorteile von 0,2 bis 0,7%. Dies liegt daran, dass für den Strangstrom der sechssträngigen E-Maschinen aufgrund des höheren Wicklungsfaktors für den Strangstrom $I_{m6} = 0,483 \cdot I_{m3}$ gilt (Abschnitt 5.2.1). Die sechssträngigen IM haben in den Fahrzyklen gegenüber den dreisträngigen IM einen Wirkungsgradvorteil von etwa 0,1%. Bei den sechssträngigen PMSM ergibt sich im Vergleich zur dreisträngigen PMSM ein Wirkungsgradnachteil von 0,6 bis 0,7%. Grund hierfür sind die erhöhten Oberschwingungsverluste der sechssträngigen PMSM, die trotz der geringeren Grundschwingungsverluste zu höheren Gesamtverlusten führen (Bild 6.30). Dies hat zur Folge, dass der Systemwirkungsgrad der Antriebssysteme mit den sechssträngigen PMSM gegenüber den Antriebssystemen mit den dreisträngigen PMSM um 0,4 bis 0,6% geringer ist. Der Systemwirkungsgrad der Antriebssysteme mit den sechssträngigen IM ist gegenüber den Antriebssystemen mit den dreisträngigen IM um 0,5% höher. Grundsätzlich kann festgestellt werden, dass der stückzahlgewichtete mittlere Systemwirkungsgrad der PMSM-Antriebssysteme höher ist als der der IM-Antriebssysteme und dadurch der Energieverbrauch der PMSM-Varianten um bis zu 8,5% geringer ist (Tabelle 7.7).

Um die Energieeffizienz der beiden Baureihen II und IIb besser vergleichen zu können, wurde ein Stückzahlgewichteter Mittelwert der Wirkungsgrade für die gesamte Baureihe berechnet (Tabelle 7.8). Es ist zu erkennen, dass die Energieeffizienz der beiden Baureihen nahezu identisch ist. Somit kann festgehalten werden, dass durch die modulare Bauweise der Baureihe II keine Energieeffizienznachteile entstehen.

Tabelle 7.8: Mittlere Wirkungsgrade der Baureihe II und IIb

Baureihe	$\bar{\eta}_{EM}$	$\bar{\eta}_{WR}$	$\bar{\eta}_{Sys}$	Energieverbrauch auf 100 km
II	85,9%	90,4%	78,8%	12,33 kWh
IIb	86,0%	90,3%	78,8%	12,33 kWh

7.2.4 Gesamtbewertung

Abschließend erfolgt eine Gesamtbewertung des in dieser Arbeit erstellten modularen mehrsträngigen Konzepts. Dazu wird die modulare mehrsträngige Baureihe II mit der nicht modularen dreisträngigen Baureihe IIb verglichen. Die Baureihe II besteht aus mehrphasigen Wechselrichtern und mehrsträngigen E-Maschinen, die in den untersuchten Fahrzeugklassen eingesetzt werden. Durch den Einheitsstator und die Mehrsträngigkeit kann die Baureihe II aus weniger unterschiedlichen Einzelkomponenten aufgebaut werden als die Baureihe IIb. Dies erhöht die Stückzahlen der Einzelkomponenten und führt zu einer Kostenreduktion. Die Baureihen wurden bezüglich ihrer Kosten, ihres Bauraums und ihrer Energieeffizienz im Fahrzyklus verglichen (Abschnitte 7.2.1, 7.2.2 und 7.2.3). Tabelle 7.9 zeigt die Gesamtbewertung der beiden Baureihen. Die Kosten, der Bauraum und der Energieverbrauch wurden auf die nicht modulare Baureihe IIb normiert.

Tabelle 7.9: Gesamtbewertung der Baureihe II und IIb

Baureihe	Kosten	Bauraum EM	Bauraum WR	Bauraum ges	Energieverbrauch auf 100km
II	91,9%	100,0%	102,2%	100,4%	100,0%
IIb	100,0%	100,0%	100,0%	100,0%	100,0%

Insgesamt konnte gezeigt werden, dass eine modulare mehrsträngige Baureihe bei minimal größerem Bauraum (+0,4%) und gleicher Energieeffizienz zu einer deutlichen Kostenreduktion von 8,1% führt.

8 Zusammenfassung

Antriebssysteme für Elektrofahrzeuge werden zurzeit als Einzellösungen entwickelt. Ein kostengünstiges Baukastensystem, wie es für konventionelle Fahrzeuge mit Verbrennungsmotor eingesetzt wird, wurde bisher für Elektrofahrzeuge nicht realisiert. In dieser Arbeit wurde ein neues Konzept für modulare und skalierbare mehrsträngige Antriebssysteme erstellt. Diese Antriebssysteme können in unterschiedlichen Elektrofahrzeugen mit verschiedenen Performanceanforderungen eingesetzt werden. Ein Ziel war es, für die unterschiedlichen Leistungsanforderungen den Strangstrom möglichst konstant zu halten, da so gleiche Leistungsmodule verwendet werden können. Dies wurde durch eine Strangzahlskalierung der Antriebssysteme und eine zusätzliche Längenskalierung der E-Maschine erreicht. Dadurch verringert sich die Anzahl unterschiedlicher Komponenten, und der Gleichteilgrad steigt. Dies führt zu einem Skaleneffekt, der die Fertigungs- und Entwicklungskosten reduziert. Es wurden mehrsträngige permanentmagneterregte Synchronmaschinen (PMSM) und mehrsträngige Induktionsmaschinen (IM) untersucht. Dabei wurde für diese Maschinentypen ein Einheitsstator dimensioniert, um den Gleichteilgrad zusätzlich zu erhöhen. Ein weiteres Ziel dieser Arbeit war der Vergleich der drei- und der sechssträngigen Antriebssysteme bei Verwendung einer PMSM und einer IM. Zusätzlich wurden die Vor- und Nachteile dieser Antriebssysteme im Fahrzyklus analysiert und eine Bewertung bezüglich der Energieeffizienz, des Bauraums und der Herstellungskosten im Vergleich zu den nicht modularen Einzellösungen durchgeführt.

Anhand einer Marktanalyse der Neuzulassungen konventioneller Fahrzeuge im Jahr 2014 wurde die Produktvielfalt dieser Fahrzeug analysiert, um entsprechende Performanceanforderungen an die E-Fahrzeuge abzuleiten. Es wurden unterschiedliche Varianten der einzelnen Fahrzeugklassen (A-J) definiert und die Stückzahlen dieser Fahrzeuge ermittelt. Anhand der definierten Fahrzeuge und der unterschiedlichen Performancevarianten konnten die Drehzahl-Drehmoment-Anforderungen an die E-Maschinen bestimmt werden. Anhand dieser Anforderungen wurden drei- und sechssträngige PMSM und IM unterschiedlicher Leistung identifiziert, bei denen der Strangstrom annähernd konstant gehalten werden konnte. Mithilfe der am IAL vorhandenen Software „FEMAG“, „PMOK“ und „ASYN“ konnten die PMSM und die IM der E-Maschinenbaureihe konkret dimensioniert werden. Die für dieses Konzept erforderliche modulare Leistungselektronik wurde von Heseding [9] dimensioniert und wird in dieser Arbeit kurz vorgestellt.

Zur Untersuchung der Antriebssysteme im Fahrzeug wurde ein Gesamtfahrzeugsimulator erstellt, welcher aus den Teilmustern Fahrzeug, E-Maschine, Wechselrichter und Batterie besteht. Für die Gesamtfahrzeugsimulationen wurden die Wirkungsgrad- und Einzelverlustkennfelder der E-Maschinen berechnet. Zusätzlich wurden thermische Modelle der beiden Maschinentypen erarbeitet.

Zur Validierung der E-Maschinenmodelle und zum Vergleich der drei- und der sechssträngigen Antriebsvarianten wurde jeweils eine der zuvor dimensionierten PMSM und IM von der Firma

Robert Bosch GmbH als Prototyp gefertigt. Die Statorwicklung der Prototypen kann wahlweise drei- oder sechssträngig geschaltet werden, wodurch ein direkter Vergleich der Varianten möglich ist.

Für die sechssträngigen E-Maschinen wurde jeweils ein dq-Ersatzschaltbild hergeleitet, anhand dessen die Problematik der Stromoberschwingungen fünf- und siebenfacher Grundfrequenz erläutert wurde. Durch Sättigung entstehen Spannungen fünf- und siebenfacher Grundfrequenz, die zu Strangströmen derselben Frequenz führen. Es konnte gezeigt werden, dass diese Stromoberschwingungen bei sechssträngigen E-Maschinen deutlich höher sind als bei den dreisträngigen Varianten. Bei sechssträngigen Wicklungen erzeugen diese Stromoberschwingungen kein Hauptfeld, sondern nur Oberfelder. Die Oberschwingungsströme werden nur durch die Oberfeldimpedanz begrenzt, und es entstehen deutlich höhere Stromoberschwingungen als bei dreisträngigen Wicklungen. Am Prüfstand konnte durch Messungen nachgewiesen werden, dass die Oberschwingungsströme bei der PMSM deutlich höher sind als bei der IM, da im Käfigläufer unter Last dämpfende Ströme fließen, die die Ursachen für die induzierten Oberschwingungsspannungen und dadurch die Oberschwingungsströme in der Ständerwicklung der IM reduzieren. Durch eine geeignete sechssträngige dq-Transformation (Space-vector-decomposition) können die Grundschwingung sowie die Oberschwingungen fünf- und siebenfacher Grundfrequenz als Gleichgrößen abgebildet und geregelt werden. Die Oberschwingungsströme beeinflussen sich allerdings gegenseitig, wodurch eine zeitgleiche und unabhängige Regelung der Oberschwingungsströme nicht möglich ist. Die Oberschwingungsströme können jedoch durch ein Vorsteuern von Spannungsoberschwingungen fünf- und siebenfacher Grundfrequenz deutlich reduziert werden. Daher wurde ein Verfahren zur Ermittlung der Oberschwingungsspannungen erarbeitet und am Prüfstand validiert.

Zusätzlich konnte wie erwartet gezeigt werden, dass sechssträngige Wicklungen keine Oberwellen der Polpaarzahlen $v' = -5p$ und $v' = 7p$ erzeugen und dass es dadurch zu keinen Drehmomentpendelungen sechsfacher Grundfrequenz kommen kann.

In sechssträngigen E-Maschinen entstehen bei gleichem Drehmoment aufgrund des höheren Hauptwellenbildungsfaktors geringere Grundschatzungsverluste als bei den dreisträngigen Varianten. Durch die Wechselrichterspeisung entstehen in der E-Maschine hochfrequente Oberschwingungsverluste, welche bei sechssträngigen E-Maschinen höher sind als bei dreisträngigen. Es konnte gezeigt werden, dass bei sechssträngigen Wicklungen die hochfrequenten Oberschwingungen je nach Phasenlage ein Hauptfeld oder ein Oberfeld erzeugen. Die Oberschwingungen, die kein Hauptfeld erzeugen, führen zu höheren Oberschwingungsverlusten in der E-Maschine. Die Oberschwingungsverluste sind spannungs- und sättigungsabhängig. In dieser Arbeit wurde ein Verfahren erarbeitet, das mithilfe der frequenzabhängigen Impedanz die Berechnung der hochfrequenten Oberschwingungsverluste für jeden Betriebspunkt ermöglicht. Dazu wurden unterschiedliche Messverfahren zur Ermittlung der frequenzabhängigen Impedanz vorgestellt. Bei der PMSM treten aufgrund der Leerlaufspannung bereits hohe Oberschwingungsverluste im Leerlauf auf. Bei der IM entstehen im Leerlauf nur sehr geringe Oberschwingungsverluste, da der Magnetisierungsstrom und somit die Spannung im Leerlauf gering sind. Unter Last steigt der Magnetsierungsstrom der IM, und dadurch steigen auch die Oberschwingungsverluste.

Die Gesamtverluste der sechssträngigen PMSM sind betriebspunktabhängig höher oder niedriger als die der dreisträngigen Variante. Bei hohen Drehmomenten sind die Gesamtverluste der sechssträngigen PMSM niedriger als die der dreisträngigen. Im Teillastbetrieb ist dies

umgekehrt. Daher muss individuell je nach Lastpunktprofil entschieden werden, ob eine sechssträngige PMSM vorteilhaft ist oder nicht. Die Gesamtverluste der sechssträngigen IM sind durchweg geringer als die der dreisträngigen Variante. Daher ist bei diesem Maschinentyp eine sechssträngige Wicklung grundsätzlich zu empfehlen. Der Vergleich der PMSM mit der IM zeigte, dass die PMSM überwiegend Wirkungsgradvorteile gegenüber der IM hat. Nur bei sehr geringen Drehmomenten hat die IM Vorteile, da ihre Leerlaufverluste und Oberschwingungsverluste in diesen Betriebspunkten geringer sind. Anhand von zahlreichen Thermosensoren in den beiden E-Maschinen-Prototypen konnten die thermischen Modelle durch Temperaturmessungen validiert werden.

In dieser Arbeit wurden ebenfalls die Auswirkungen des PWM-Interleaving auf die Verluste in der sechssträngigen E-Maschine simuliert und messtechnisch untersucht. Das PWM-Interleaving reduziert den Wechselstromanteil im Kondensator, wodurch seine Kapazität in etwa halbiert werden kann. Dies führt zu einer Reduktion des Bauraums und der Kosten. Durch das PWM-Interleaving steigen die Oberschwingungsverluste in der E-Maschine deutlich an. Anhand der dq-Ersatzschaltbilder der sechssträngigen E-Maschinen und der Fourieranalyse der Ausgangsspannung des Wechselrichters wurde dieses Phänomen ausführlich erläutert. Es konnte gezeigt werden, dass das PWM-Interleaving nur in bestimmten Betriebspunkten der E-Maschine erforderlich ist und somit auch nur in diesen Betriebspunkten aktiviert werden sollte. Ebenso konnte nachgewiesen werden, dass diese Betriebspunkte im Fahrzyklus nur selten auftreten und dass das PWM-Interleaving daher nur einen geringen Einfluss auf den Verbrauch im Fahrzyklus hat.

Die Energieeffizienz der erarbeiteten Antriebssysteme wurde für unterschiedliche Fahrzeuge in drei verschiedenen Fahrzyklen (NEFZ, WLTP und BS-Zyklus) untersucht. Es ergaben sich keine Energieeffizienznachteile der modularen mehrsträngigen Baureihe gegenüber einer nicht modularen dreisträngigen Baureihe. Zusätzlich erfolgte ein Vergleich zwischen den modularen mehrsträngigen Antriebssystemen und den nicht modularen dreissträngigen Varianten bezüglich des erforderlichen Bauraums und der Herstellungskosten. Der Bauraum der modularen mehrsträngigen Varianten ist nur minimal größer als der der dreisträngigen Lösungen. Anhand eines Stückzahlszenarios und der entwickelten Kostenfunktionen konnte gezeigt werden, dass die modulare Bauweise Kostenvorteile von 8% gegenüber einer nicht modularen Bauweise hat. Somit konnte nachgewiesen werden, dass modulare und skalierbare mehrsträngige Antriebssysteme für den Einsatz in unterschiedlichen Elektrofahrzeugen und für verschiedene Performanceanforderungen geeignet sind.

Literaturverzeichnis

- [1] AUDI AG ; LANDGRAF, J.: Forschungsprojekt e-performance: Abschlussbericht Gesamtvorhaben: Laufzeit des Vorhabens: 01.10.2009 - 31.03.2013 / Cuvillier. Göttingen, 2013. – Forschungsbericht
- [2] MÜLLER-DEILE, F. ; HESEDING, J. ; PONICK, B. ; MERTENS, A.: Bezahlbare elektrische Reichweite durch Modularität. In: *Deutsches Ingenieurblatt* (2016), Nr. 05/2016, S. 58–64
- [3] NIEMEYER, J. ; FRICK, S.: Umbruch in der Automobilzulieferindustrie: Standortoptimierung und Sourcing. 2014. – Deloitte Studie
- [4] LEMKE, H.: *Die Modul- Baukasten- Strategie des Volkswagen- Konzerns im Zusammenspiel mit globalen Systemlieferanten.* 2013
- [5] NATIONALE PLATTFORM ELEKTROMOBILITÄT (NPE): Zweiter Bericht der Nationalen Plattform Elektromobilität. Berlin, 2011. – Forschungsbericht
- [6] STEINBRINK, J. ; HESEDING, J. ; MÜLLER-DEILE, F.: Verbundvorhaben: Bezahlbare Elektrische REIchweite durch ModularitäT: Titel des Teilvorhabens: Kongurenter modularer Baureihenentwurf von elektrischen Antriebssystemen für die Elektromobilität: Schlussbericht: Berichtszeitraum: von: 01.01.2013 bis: 31.03.2016 / Institut für Antriebsysteme und Leistungselektronik. 2016. – Forschungsbericht
- [7] JELDEN, H. ; LÜCK, P. ; KRUSE, G. ; TOUSEN, J.: Fahrerassistenzsysteme und Effiziente Antriebe. Springer Fachmedien Wiesbaden, 2015
- [8] OHLETZ, S. ; ADOMAT, C.: Transform 2025+ Volkswagen Presents Its Strategy for the next Decade. 2016. – Pressemitteilung Volkswagen Konzern No.468/2016
- [9] HESEDING, J.: *Baukastensysteme für den Antriebsstrang von Elektrofahrzeugen*, Leibniz Universität Hannover, Dissertation, 2017
- [10] KRAFTFAHRT BUNDESAMT: Neuzulassungen von Kraftfahrzeugen und Kraftfahrzeuganhängern nach Herstellern und Handelsnamen Jahr 2014. 2014. – Forschungsbericht
- [11] MÜLLER, G. ; VOGT, K. ; PONICK, B.: *Berechnung elektrischer Maschinen.* 6. Auflage. Weinheim : Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, 2007

- [12] ZHANG, D. ; WANG, F. ; BURGOS, R. ; LAI, R. ; BOROYEVICH, D.: DC-Link Ripple Current Reduction for Paralleled Three-Phase Voltage-Source Converters With Interleaving. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 26 (2011), Nr. 6, S. 1741–1753
- [13] KRONE, T. ; MERTENS, A.: DC Link RMS Current Estimation in Systems with Several Converters Connected to a Shared DC Link with Distributed Capacitors. In: *18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, 2016, S. 1–10
- [14] LEVI, E. ; BOJOI, R. ; PROFUMO, F. ; TOLIYAT, H. A. ; WILLIAMSON, S.: Multiphase Induction Motor Drives - a Technology Status Review. In: *IET Electric Power Applications* 1 (2007), Nr. 4, S. 489–516
- [15] HUANG, J. ; KANG, M. ; YANG, J. ; JIANG, H. ; LIU, D.: Multiphase Machine Theory and Its Applications. In: *International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2008, S. 1–7
- [16] WILLIAMSON, S. ; SMITH, S.: Pulsating Torque and Losses in Multiphase Induction Machines. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 39 (2003), Nr. 4, S. 986–993
- [17] KADABA, A. ; SUO, S. ; SIZOV, G. Y. ; YEH, C. C. ; SAYED-AHMED, A. ; DEMERDASH, N. A. O.: Design and Modeling of a Reversible 3-Phase to 6-Phase Induction Motor for Improved Survivability. In: *IEEE Power and Energy Society General Meeting*, 2011, S. 1–5
- [18] KAMPKER, A.: *Elektromobilproduktion*. Berlin, Heidelberg : Springer-Verlag, 2014
- [19] VOLKSWAGEN AG: Geschäftsbericht 2015. 2016. – Forschungsbericht
- [20] LANGE, A. ; KÜCÜKAY, F.: Verbundvorhaben: Bezahlbare Elektrische REIchweite durch Modularität: Titel des Teilvorhabens: Modellbildung und Optimierung des Range Extender Baukastensystems: Schlussbericht: Berichtszeitraum: von: 01.01.2013 bis: 31.03.2016 / Institut für Fahrzeugtechnik. 2016. – Forschungsbericht
- [21] KARTTUNEN, J. ; KALLIO, S. ; HONKANEN, J. ; PELTONIEMI, P. ; SILVENTOINEN, P.: Partial Current Harmonic Compensation in Dual Three-Phase PMSMs Considering the Limited Available Voltage. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 64 (2017), Nr. 2, S. 1038–1048
- [22] YUAN, L. ; WEI, K. ; HU, B. ; CHEN, S.: Current Control Method with Enhanced PI Controller for Six-Phase PM Synchronous Motor Drive. In: *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2016 19th International Conference On*, IEEE, 2016, S. 1–6
- [23] PANDIT, J. K. ; AWARE, M. V. ; NEMADE, R. ; TATTE, Y.: Direct Torque Control of Asymmetric Six-Phase Induction Motor with Reduction in Current Harmonics. In: *IEEE*

- International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 2016, S. 1–6*
- [24] MÜLLER, G. ; PONICK, B.: *Theorie elektrischer Maschinen*. 6. Auflage. Weinheim : Wiley-VCH, 2009
- [25] KATS, Y.: Adjustable-Speed Drives with Multiphase Motors. In: *Electric Machines and Drives Conference Record, 1997. IEEE International*, 1997, S. TC2–4
- [26] BAKHSHAI, A. R. ; JOOS, G. ; JIN, H.: Space Vector PWM Control of a Split-Phase Induction Machine Using the Vector Classification Technique. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998. APEC'98. Conference Proceedings 1998, Thirteenth Annual* Bd. 2, IEEE, 1998, S. 802–808
- [27] DÜCK, P. ; PONICK, B.: A Novel Iron-Loss-Model for Permanent Magnet Synchronous Machines in Traction Applications. In: *2016 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, 2016, S. 1–6
- [28] FASIL, M. ; ANTALOAE, C. ; MIJATOVIC, N. ; JENSEN, B. B. ; HOLBOLL, J.: Improved Dq-Axes Model of PMSM Considering Airgap Flux Harmonics and Saturation. In: *IEEE Transactions on Applied Superconductivity* 26 (2016), Nr. 4, S. 1–5
- [29] DEMPEWOLF, K.-H.: *Modellierung des dynamischen Verhaltens permanentmagnetenerregter Synchronmaschinen*. Als Ms. gedr. Düsseldorf : VDI-Verl, 2013 (Fortschritt-Berichte VDI Reihe 21, Elektrotechnik 407)
- [30] LIPO, T. A.: A d-q model for six phase induction machines. In: *Proc. of International Conference on Electrical Machines*. Athen, 1980
- [31] ORITI, G. ; JULIAN, L. ; LIPO, T. A.: An Inverter/Motor Drive with Common Mode Voltage Elimination. In: *Industry Applications Conference. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS'97., Conference Record of the 1997 IEEE* Bd. 1, IEEE, 1997, S. 587–592
- [32] SINGH, G. K.: Multi-phase induction machine drive research - a survey. In: *Electric Power Systems Research* 61 (2002), Nr. 2, S. 139–147
- [33] ZHAO, Y. ; LIPO, T. A.: Space Vector PWM Control of Dual Three-Phase Induction Machine Using Vector Space Decomposition. In: *IEEE Transactions on industry applications* 31 (1995), Nr. 5, S. 1100–1109
- [34] BOGLIETTI, A. ; FERRARIS, P. ; LAZZARI, M. ; PASTORELLI, M.: Influence of the Inverter Characteristics on the Iron Losses in PWM Inverter-Fed Induction Motors. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 32 (1996), Nr. 5, S. 1190–1194

- [35] HESEDING, J. ; MUELLER-DEILE, F. ; MERTENS, A.: Estimation of Losses in Permanent Magnet Synchronous Machines Caused by Inverter Voltage Harmonics in Driving Cycle Operation. In: *Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, IEEE, 2016, S. 1–9
- [36] MÜLLNER, F. ; NEUDORFER, H. ; SCHMIDT, E.: Modelling and Precalculation of Additional Losses of Inverter Fed Asynchronous Induction Machines for Traction Applications. In: *Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion Joint Conference (ACEMP)*, IEEE, 2011, S. 415–420
- [37] HEIMBROCK, A.: *Analyse der Oberschwingungsverluste zweipoliger Induktionsmaschinen am Pulsumrichter*. Als Ms. gedr. Düsseldorf : VDI-Verl, 2004 (Fortschritt-Berichte VDI Reihe 21, Elektrotechnik 356)
- [38] KOLAR, J. W. ; ERTL, H. ; ZACH, F. C.: Influence of the Modulation Method on the Conduction and Switching Losses of a PWM Converter System. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 27 (1991), Nr. 6, S. 1063–1075
- [39] MICHALIK, W.: *Anwendung moderner Verfahren zur Parameterbestimmung an Asynchronmaschinen*, TU-Dresden, Habilitationsschrift, 2003
- [40] LIANG, W. ; WANG, J. ; LUK, P. C.-K. ; FANG, W. ; FEI, W.: Analytical Modeling of Current Harmonic Components in PMSM Drive With Voltage-Source Inverter by SVPWM Technique. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 29 (2014), Nr. 3, S. 673–680
- [41] SCHRAMM, D. ; HILLER, M. ; BARDINI, R.: *Modellbildung und Simulation der Dynamik von Kraftfahrzeugen*. Berlin, Heidelberg : Springer-Verlag, 2013
- [42] DÜCK, P.: *Permanentmagneterregte Synchronmaschinen und die Berechnung optimierter Kennfelder (PMOK)*. Leibniz Universität Hannover, 2015
- [43] BRUNE, A. ; DÜCK, P. ; PONICK, B. ; KOCK, A. ; GRÖNINGER, M.: Evaluation of an Efficiency-Optimized Calculation of PM Synchronous Machines' Operating Range Using Time-Saving Numerical and Analytical Coupling. In: *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2012 IEEE*, IEEE, 2012, S. 32–35
- [44] RICHERT, K.: *Benutzer-Anleitung FEMAG*. 2012
- [45] JURIS, P. ; BRUNE, A. ; PONICK, B.: A Coupled Thermal-Electromagnetic Energy Consumption Calculation for an Electric Vehicle with Wheel Hub Drive Considering Different Driving Cycles. In: *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2012 IEEE*, IEEE, 2012, S. 28–31
- [46] INSTITUT FÜR ANTRIEBSSYSTEME UND LEISTUNGSELEKTRONIK: *Rechenmaschinenprogramm ASYN 6.5*. Leibniz Universität Hannover, 2012

- [47] KYLANDER, G.: *Thermal Modelling of Small Cage Induction Motors.* Göteborg : Chalmers Univ. of Technology, 1995
- [48] OKORO, O.: *Dynamic and Thermal Modelling of Induction Machine with Non-Linear Effects.* Kassel Univ. Press, 2002
- [49] GOTTER, G.: *Erwärmung und Kühlung elektrischer Maschinen.* Berlin, Heidelberg : Springer-Verlag, 1954
- [50] LINDSTRÖM, J.: *Development of an Experimental Permanent-Magnet Motor Drive.* Göteborg, 1999 (Technical Report No. 312L)
- [51] BOGLIETTI, A. ; CAVAGNINO, A. ; STATON, D.: Determination of Critical Parameters in Electrical Machine Thermal Models. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 44 (2008), Nr. 4, S. 1150–1159
- [52] BOGLIETTI, A. ; CAVAGNINO, A. ; LAZZARI, M. ; PASTORELLI, M.: A Simplified Thermal Model for Variable-Speed Self-Cooled Industrial Induction Motor. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 39 (2003), Nr. 4, S. 945–952
- [53] DAJAKU, G.: *Electromagnetic and Thermal Modeling of Highly Utilized PM Machines.* Shaker, 2006
- [54] BOSSMANNS, B. ; TU, J. F.: A Thermal Model for High Speed Motorized Spindles. In: *International Journal of Machine Tools and Manufacture* 39 (1999), Nr. 9, S. 1345–1366
- [55] JEDRZEJEWSKI, J. ; KOWAL, Z. ; KWASNY, W. ; MODRZYCKI, W.: High-Speed Precise Machine Tools Spindle Units Improving. In: *Journal of Materials Processing Technology* 162–163 (2005), S. 615–621
- [56] KIM, S.-M. ; LEE, S.-K.: Prediction of Thermo-Elastic Behavior in a Spindle-bearing System Considering Bearing Surroundings. In: *International Journal of Machine Tools and Manufacture* 41 (2001), Nr. 6, S. 809–831
- [57] NAKAJIMA, K.: Thermal Contact Resistance between Balls and Rings of a Bearing under Axial, Radial, and Combined Loads. In: *Journal of Thermophysics and Heat Transfer* 9 (1995), Nr. 1, S. 88–95
- [58] BECKER, K. M.: Measurements of Convective Heat Transfer from a Horizontal Cylinder Rotating in a Tank of Water. In: *International journal of heat and mass transfer* 6 (1963), Nr. 12, S. 1053–1062
- [59] RAHMOUN, A. ; BIECHL, H.: Modelling of Li-Ion Batteries Using Equivalent Circuit Diagrams. In: *Electrical review, ISSN* (2012), S. 0033–2097

- [60] KEIL, P. ; JOSSEN, A.: Aufbau und Parametrierung von Batteriemodellen. In: *19. DESIGN & ELEKTRONIK-Entwicklerforum Batterien & Ladekonzepte* (2012)
- [61] FINKEN, T.: *Fahrzyklusgerechte Auslegung von permanentmagnetregten Synchronmaschinen für Hybrid- und Elektrofahrzeuge*. Aachen : Shaker, 2011 (Aachener Schriftenreihe zur elektromagnetischen Energiewandlung 11)
- [62] WEIDMANN, U. ; WEBER, W.: Verbundvorhaben: Bezahlbare elektrische REichweite durch Modularität: Titel des Teilvorhabens: TP3 E-Antrieb und Leistungselektronik, Mitarbeit TP1, Fahrzeuganforderungen Fahrzeugdemonstrator A und TP4 Entwurf und Simulation: Schlussbericht: Berichtszeitraum: von: 01.01.2013 bis: 31.03.2016 / Robert Bosch GmbH. 2016. – Forschungsbericht
- [63] GOJKO, J. M. ; MOMIR, D. D. ; ALEKSANDAR, O. B.: Skew and Linear Rise of MMF across Slot Modelling-Winding Function Approach. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 14 (1999), Nr. 3, S. 315–320

Lebenslauf

Name: Felix Müller-Deile

Geburtsdatum: 25.06.1988

Geburtsort: Hannover

Staatsangehörigkeit: deutsch

Familienstand: ledig

Schulbildung:

07/2000 - 06/2007 Gymnasium Isernhagen

06/2007 Allgemeine Hochschulreife

Studium:

10/2007 - 10/2012 Elektrotechnik, Studienrichtung Energietechnik

10/2012 Abschluss als Diplomingenieur an der Leibniz Universität Hannover

Praktika und Tätigkeiten:

06/2007 - 08/2007 Vorpraktikum Elektrotechnik bei Deister Electronic GmbH, Barsinghausen

08/2007 - 09/2007 Vorpraktikum Elektrotechnik bei Lutz-Jesco GmbH, Wedemark

10/2011 - 02/2012 Fachpraktikum Elektrotechnik bei Dunkermotoren GmbH, Bonndorf

Berufliche Laufbahn:

11/2012-1/2018 Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik, Leibniz Universität Hannover

seit 2/2018 Systemingenieur bei Valeo Siemens eAutomotive Germany GmbH

Online-Buchshop für Ingenieure

■■■ VDI nachrichten

Online-Shops



Fachliteratur und mehr -
jetzt bequem online recher-
chieren & bestellen unter:
www.vdi-nachrichten.com/
Der-Shop-im-Ueberblick



Täglich aktualisiert:
Neuerscheinungen
VDI-Schriftenreihen



BUCHSHOP

Im Buchshop von vdi-nachrichten.com finden Ingenieure und Techniker ein speziell auf sie zugeschnittenes, umfassendes Literaturangebot.

Mit der komfortablen Schnellsuche werden Sie in den VDI-Schriftenreihen und im Verzeichnis lieferbarer Bücher unter 1.000.000 Titeln garantiert fündig.

Im Buchshop stehen für Sie bereit:

VDI-Berichte und die Reihe **Kunststofftechnik**:

Berichte nationaler und internationaler technischer Fachtagungen der VDI-Fachgliederungen

Fortschritt-Berichte VDI:

Dissertationen, Habilitationen und Forschungsberichte aus sämtlichen ingenieurwissenschaftlichen Fachrichtungen

Newsletter „Neuerscheinungen“:

Kostenfreie Infos zu aktuellen Titeln der VDI-Schriftenreihen bequem per E-Mail

Autoren-Service:

Umfassende Betreuung bei der Veröffentlichung Ihrer Arbeit in der Reihe Fortschritt-Berichte VDI

Buch- und Medien-Service:

Beschaffung aller am Markt verfügbaren Zeitschriften, Zeitungen, Fortsetzungsreihen, Handbücher, Technische Regelwerke, elektronische Medien und vieles mehr – einzeln oder im Abo und mit weltweitem Lieferservice

VDI nachrichten

BUCHSHOP www.vdi-nachrichten.com/Der-Shop-im-Ueberblick

Die Reihen der Fortschritt-Berichte VDI:

- 1 Konstruktionstechnik/Maschinenelemente
- 2 Fertigungstechnik
- 3 Verfahrenstechnik
- 4 Bauingenieurwesen
- 5 Grund- und Werkstoffe/Kunststoffe
- 6 Energietechnik
- 7 Strömungstechnik
- 8 Mess-, Steuerungs- und Regelungstechnik
- 9 Elektronik/Mikro- und Nanotechnik
- 10 Informatik/Kommunikation
- 11 Schwingungstechnik
- 12 Verkehrstechnik/Fahrzeugtechnik
- 13 Fördertechnik/Logistik
- 14 Landtechnik/Lebensmitteltechnik
- 15 Umwelttechnik
- 16 Technik und Wirtschaft
- 17 Biotechnik/Medizintechnik
- 18 Mechanik/Bruchmechanik
- 19 Wärmetechnik/Kältetechnik
- 20 Rechnerunterstützte Verfahren (CAD, CAM, CAE CAQ, CIM ...)
- 21 Elektrotechnik
- 22 Mensch-Maschine-Systeme
- 23 Technische Gebäudeausrüstung

ISBN 978-3-18-341821-3