

**Optimierung eines einphasigen
PFC-Gleichrichters mit
Wide-Bandgap-Leistungshalbleitern auf Basis
domänenübergreifender Modelle**

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 Frau

Dipl.-Ing. Silvia Zulk

geboren am 18.10.1988
in Altdöbern

2021

1. Referent Univ.-Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens
 2. Referent Univ.-Prof. Dr.-Ing. Regine Mallwitz
- Vorsitzender Univ.-Prof. Dr.-Ing. Bernd Ponick

Tag der Promotion: 27. Januar 2021

Danksagung

Die vorliegende Arbeit wurde während meiner fünfjährigen Anstellung als wissenschaftliche Mitarbeiterin am Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik der Leibniz Universität Hannover erarbeitet. Ich bedanke mich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens, der mir die Chance zur Promotion eröffnete, für das Vertrauen, die wissenschaftliche Begleitung und insbesondere für die Freiheiten, ohne die die Arbeit in dieser Form nicht entstanden wäre.

Mein weiterer Dank gilt Frau Prof. Dr.-Ing. Regine Mallwitz für die Übernahme des Koreferates sowie Herrn Prof. Dr.-Ing. Bernd Ponick für den niveauvollen Smalltalk, bei dem man sich stets etwas unterlegen fühlt. Und für den Prüfungsvorsitz.

Ich bedanke mich bei allen Kollegen und Kolleginnen, die die Erfahrung am Institut zu dem machten, was es für mich war: eine Zeit des Lernens voneinander, des Spaß Habens miteinander und viele gemeinsame Erinnerungen in einer Gemeinschaft, die seinesgleichen sucht. Vielen Dank vor allem an diejenigen, die durch fachliche Diskussionen und Korrekturlesen zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben. Mein expliziter Dank gilt weiterhin Beate Pieschel, Elfi Jeschina und Birgit Kalberlah für die jahrelange Unterstützung und das immer offene Ohr. Ich bedanke mich bei den Mitarbeitern der Elektro- und der Mechanikwerkstatt, ohne die die Realisierung der praktischen Aufbauten nicht möglich gewesen wäre.

Viele der vorliegenden Themen wurden mit der Unterstützung von Studenten erarbeitet. Für diese Unterstützung bedanke ich mich vor allem bei Marc England, René Kaiser, Maxilian Bieber, Nico Schütte, Dennis Rother, Malte Pabst und Pedro Vásquez.

Ich danke meinem Mann Felix und meiner Familie für die intensive Unterstützung bei der Finalisierung der Arbeit. Mein Mann hat mir viele Wochenenden freigehalten und mit unserem Sohn verbracht, damit ich die letzten Themen meiner Arbeit möglichst zügig abschließen konnte.

Mein Sohn Niklas wird hier benannt, da Kinder großartiger und wichtiger sind als Dokortitel. Dir möchte ich weiterhin alle meine Liebe und künftig viel mehr meiner Zeit schenken, auf die du in der letzten Phase dieser Arbeit zu oft verzichten musstest.

Kurzfassung

Einphasige PFC-Gleichrichter werden in diversen Anwendungen eingesetzt, die hohe Anforderungen an die Leistungsdichte des elektronischen Systems stellen. Die Wahl von Dimensionierungsparametern, wie zum Beispiel der Schaltfrequenz, beeinflusst signifikant die Bauraumanteile der einzelnen Komponenten und das Systemvolumen. Wide-Bandgap-Halbleiter versprechen die realisierbaren Leistungsdichten im Vergleich zu Silizium-Halbleitern zu steigern. Die reduzierten Schaltverlustenergien erlauben höhere Schaltfrequenzen und kleinere passive Bauelemente. Weiterhin erfolgt die Entwicklung von PFC-Gleichrichtern unter den Aspekten der Kühlung und der Konformität bezüglich der Grenzwerte geltender Normen.

Das Ziel dieser Arbeit ist die Erarbeitung einer Optimierungsmethodik, die Einblick in die Systemzusammenhänge erlaubt und volumenoptimierte Dimensionierungsparameter identifiziert. Grundlage dafür ist ein domänenübergreifender Modellierungsansatz, der elektrische, thermische und magnetische Dimensionierungsmethoden vereint. Die Modelle sind analytischer Art, um den Berechnungsaufwand für große Parameterräume zu reduzieren.

In dieser Arbeit wird das Bauraumpotential des Totem-Pole-PFC-Gleichrichters untersucht. Basierend auf den berechneten Halbleiterverlusten werden Modelle zur Kühlkörperdimensionierung vorgestellt. Es werden Kühlkörper für natürliche und erzwungene Konvektion berücksichtigt. Weitere Bestandteile sind eine Filterdimensionierung zur Einhaltung normativer Grenzwerte leitungsgebundener Störungen sowie die Modellierung magnetischer Bauelemente. Jedes der genannten Komponentenmodelle führt für sich zu einer volumenoptimierten Lösung. Durch die Zusammenführung aller Modelle zu einer Optimierungsmethodik kann eine volumenoptimierte Wahl der Dimensionierungsparameter Schaltfrequenz und Stromwelligkeit identifiziert werden. Im Rahmen einer Validierung wird die Zulässigkeit der Modelle geprüft.

Für einen beispielhaften SiC-basierten PFC-Gleichrichter wird für jede Konvektionsart eine eindeutige volumenoptimierte Wahl von Schaltfrequenz und Stromwelligkeit identifiziert. Das Systemvolumen ist sehr sensitiv gegenüber der Schaltfrequenz. Die Konvektionsart hat einen großen Einfluss auf die Schaltfrequenzwahl. Die Stromwelligkeit zeigt in weiten Bereichen der Schaltfrequenz geringe Auswirkungen auf das Systemvolumen. Das bessere Entwärmungsvermögen der erzwungenen Konvektion im Vergleich zur natürlichen Konvektion reduziert das Volumen der optimierten Komponenten Filter, Boost-Drossel und Kühlsystem um 43%.

Zum Vergleich der Ergebnisse mit anderen realisierten Aufbauten wird einer der baukleinsten GaN-Photovoltaik-Wechselrichter der Google Little Box-Challenge herangezogen. Die Leistungsdichte von Filter, Boost-Drossel und Kühlsystem sind vergleichbar mit den Ergebnissen dieser Arbeit, und dies ohne Einsatz von Keramikcondensatoren oder kostenintensiven magnetischen Bauelementen. Daher eignet sich die erarbeitete Optimierungsmethodik zur effizienten Dimensionierung von PFC-Gleichrichtern hoher Leistungsdichte.

Schlagworte: PFC-Gleichrichter, Totem-Pole-Gleichrichter, Wide-Bandgap-Halbleiter, Bau-
raumoptimierung, Leistungsdichte, domänenübergreifender und analytischer Modellierungs-
ansatz

Abstract

Single-phase PFC rectifiers are used in various applications that place high demands on the power density of the electronic system. The choice of dimensioning parameters, such as the switching frequency, has a significant influence on the installation space of the individual components and the system volume. Wide-bandgap semiconductors promise to increase the achievable power densities compared to silicon semiconductors. The reduced switching loss energies allow higher switching frequencies and smaller passive components. In addition, PFC rectifiers are being developed with regard to cooling and conformity with the limits of applicable standards.

The aim of this work is to develop an optimization methodology that gives insight into the system interrelationships and identifies volume-optimized dimensioning parameters. The basis is a multi-domain modelling approach that combines electrical, thermal and magnetic dimensioning methods. The models are analytical in nature in order to reduce the calculation effort for large parameter spaces.

In this thesis, the installation space potential of the totem pole PFC rectifier is investigated. Based on the calculated semiconductor losses, models for heat sink dimensioning are presented. Heat sinks for natural and forced convection are considered. Further components are a filter dimensioning for the observance of normative limit values of conducted disturbances as well as the modelling of magnetic components. Each of the component models mentioned leads to a volume-optimized solution. By merging all models into one optimization methodology, a volume-optimized selection of the dimensioning parameters switching frequency and current ripple can be identified. The admissibility of the models is checked within the scope of a validation.

For an exemplary SiC-based PFC rectifier, a unique volume-optimized selection of switching frequency and current ripple is identified for each type of convection. The system volume is very sensitive to the switching frequency. The type of convection has large influence on the switching frequency selection. On the other hand, the choice of the current ripple has little effect on the system volume in wide ranges of the switching frequency. The better heat dissipation capacity of forced convection compared to natural convection reduces the volume of the optimized components filter, boost inductance and cooling system by 43%.

One of the smallest GaN photovoltaic inverters of the Google Little Box Challenge is used to compare the results with other prototypes. The power density of the filter, boost inductance and cooling system is comparable to the results of this work, even without the use of ceramic capacitors or cost-intensive magnetic components. Therefore, the developed optimization methodology is suitable for an efficient dimensioning of PFC rectifiers with high power density.

Keywords: power factor correction, totem pole PFC, wide bandgap semiconductors, volume optimization, power density, multi-domain and analytic modelling approach

Inhaltsverzeichnis

Verzeichnis der Abkürzungen	XII
Formelzeichenkonvention	XIII
Formelzeichenverzeichnis	XIII
1 Einleitung	1
1.1 Ziel dieser Arbeit	1
1.2 Stand der Forschung	2
1.3 Aufbau der Arbeit	4
2 Realisierung des PFC-Gleichrichters	5
2.1 Halbleitertechnologien	5
2.1.1 WBG-Halbleitermaterialien	5
2.1.1.1 Leistungshalbleiter aus Siliziumcarbid	7
2.1.1.2 Leistungshalbleiter aus Galliumnitrid	8
2.2 PFC-Gleichrichter-Topologien	9
2.2.1 Anforderungen	9
2.2.2 Topologieauswahl	10
2.2.3 Totem-Pole-PFC-Gleichrichter	14
2.2.3.1 Modellierung mit Differentialgleichungen	14
2.2.3.2 Regelung	15
2.2.3.3 Dimensionierung der passiven Komponenten	16
2.2.3.4 Halbleiterverluste	17
2.2.3.5 Wahl der Halbleiter	21
3 Kühlkörperdimensionierung	23
3.1 Natürliche Konvektion	25
3.1.1 Konduktiver und konvektiver Wärmetransport	26
3.1.2 Wärmestrahlung	27
3.1.3 Wärmespreizung	29
3.1.4 Entwurfsablauf	31
3.2 Erzwungene Konvektion	33
3.2.1 Thermische Modellierung	35
3.2.2 Strömungsmechanische Modellierung	37
3.2.3 Entwurfsablauf	39

3.3	Thermisches Netzwerk	41
3.3.1	Thermischer Widerstand der Leiterplatte	42
3.3.2	Thermischer Widerstand Wärmeleitmaterial	44
3.4	Validierung der thermischen Modelle	46
3.4.1	Versuchsaufbau	46
3.4.2	Messergebnisse	48
3.4.2.1	Natürliche Konvektion	48
3.4.2.2	Erzwungene Konvektion	50
3.4.3	Messabweichungen	51
4	Filterdimensionierung	54
4.1	EMV-Anforderungen leitungsgebundener Störungen	54
4.2	Dimensionierung Gegentaktfilter	55
4.2.1	Ansatz	56
4.2.2	Bestimmung der erforderlichen Filterdämpfung	57
4.2.3	Optimierung des Filtervolumens	59
4.2.4	Entwurfsablauf	60
4.2.5	Gültigkeitsbereich der Methode	62
4.3	Dimensionierung Gleichtaktfilter	68
5	Dimensionierung passiver Komponenten	70
5.1	Magnetische Komponenten	70
5.1.1	Reluktanzmodell	73
5.1.1.1	Magnetische Reluktanz des Kerns	73
5.1.1.2	Magnetische Reluktanz des Luftspalts	74
5.1.2	Verluste	77
5.1.2.1	Kernverluste	77
5.1.2.2	Wicklungsverluste	81
5.1.3	Thermisches Modell	87
5.1.4	Entwurfsablauf	89
5.1.5	Volumenabhängigkeit Boost-Drossel	91
5.1.6	Volumenabhängigkeit Filterdrossel	92
5.2	Volumenabhängigkeit Filterkondensator	93
5.3	Dimensionierung Zwischenkreiskondensator	94
6	Systemoptimierung	99
6.1	Volumina von Netzfilter und Boost-Drossel	100
6.2	Kühlsystemanforderung	101
6.3	Gesamtoptimierung für natürliche Konvektion	101
6.3.1	Kühlsystem für natürliche Konvektion	102
6.3.2	Systemvolumen für natürliche Konvektion	102
6.3.3	Parameter der Optimierung für natürliche Konvektion	104
6.4	Gesamtoptimierung für erzwungene Konvektion	105
6.4.1	Kühlsystem für erzwungene Konvektion	106
6.4.2	Systemvolumen für erzwungene Konvektion	107

6.4.3	Parameter der Optimierung für erzwungene Konvektion	107
6.5	Vergleich mit anderen Ergebnissen	109
7	Experimentelle Untersuchung	114
7.1	Validierung Komponentenebene	114
7.1.1	Drosseln	114
7.1.1.1	Boost-Drosseln	115
7.1.1.2	Filterdrossel	116
7.1.2	Netzfilter	118
7.1.3	Kühlkörper	121
7.2	Validierung Systemebene	121
7.2.1	Schaltungslayout	122
7.2.1.1	Leistungselektronik	122
7.2.1.2	Messsensorik	123
7.2.1.3	Steuerelektronik	124
7.2.2	Software	125
7.2.3	Labora Aufbau	126
7.2.3.1	Versuchsbox	127
7.2.3.2	Laborgeräte und externe Messtechnik	128
7.2.4	Herausforderungen im Aufbau und Betrieb des PFC-Gleichrichters . .	128
7.2.5	Validierende Messversuche	129
7.2.5.1	Funktionalität der PFC-Schaltung	130
7.2.5.2	Verluste, Wirkungsgrad	132
7.2.5.3	Thermische Dimensionierung	135
7.2.5.4	Weitere Verbraucher	137
8	Fazit und Ausblick	138
A	Appendix	142
A.1	Kühlkörperdimensionierung - Daten	142
A.1.1	Stoffeigenschaften	142
A.1.2	Natürliche Konvektion	143
A.1.3	Erzwungene Konvektion	143
A.2	Dimensionierung magnetischer Komponenten	144
A.2.1	Daten	144
A.2.2	Berechnung der Luftspaltreluktanz	145
A.2.3	Berechnung der optimalen Strandanzahl	147
A.3	Optimierungsergebnisse	147
A.3.1	Natürliche Konvektion	147
A.3.2	Erzwungene Konvektion	150
A.4	Reglerparameter	151
A.5	Labora Aufbau	152
	Literaturverzeichnis	153

Verzeichnis der Abkürzungen

AlGaN	Aluminiumgalliumnitrid
bzw.	beziehungsweise
ca.	circa
CCM	engl. „continuous conduction mode“
CFD	numerische Strömungsmechanik, engl. „computational fluid dynamics“
CISPR	französisch „Comité international spécial des perturbations radioélectriques“
CM	Gleichtakt, engl. „common mode“
DC	Gleichgröße, engl. „direct current“
DCM	engl. „discontinuous conduction mode“
DM	Gegentakt, engl. „differential mode“
EMV	elektromagnetische Verträglichkeit
engl.	englisch
FEM	Finite-Elemente-Methode
GaN	Galliumnitrid
GSE	engl. „generalized steinmetz equation,,
HEMT	engl. „high electron mobility transistor“
HF	Hochfrequenz
I	Integral
IGBT	engl. „insulated gate bipolar transistor“
iGSE	engl. „improved generalized steinmetz equation“
JFET	engl. „junction field effect transistor“
LED	engl. „light-emitting diode“
LISN	engl. „line impedance stabilization network“
MSE	engl. „modified steinmetz equation“
MOSFET	engl. „metal-oxide semiconductor field-effect transistor“
n-Kanal	Kanal mit negativer Dotierung
P	Proportional
PC	engl. „personal computer“
PCB	engl. „printed circuit board“

p-n-Übergang	Übergang von positiver zu negativer Dotierung
PFC	Leistungsfaktorkorrektur, engl. „power factor correction“
PI	Proportional-Integral
PLL	Phasenregelschleife
PR	Proportional-Resonant
RMS	Effektivwert
SE	engl. „steinmetz equation“
Si	Silizium
SiC	Siliziumcarbid
TCM	engl. „triangular conduction mode“
THT	engl. „through hole technology“
TIM	engl. „thermal interface material“ (Wärmeleitmaterial)
u.a.	unter anderem
USB	engl. „universal serial bus“
WBG	Wide-Bandgap
z.B.	zum Beispiel
2DEG	zweidimensionales Elektronengas

Formelzeichenkonvention

a	zeitabhängige Größe
A	RMS-Wert einer zeitabhängigen Größe
\hat{a}	Amplitude
\bar{a}	gemittelter oder mittlerer Wert
\vec{a}	Vektor
\underline{a}	komplexe Größe
a_{\max}	maximaler Wert
a_{\min}	minimaler Wert
\dot{A}	Strom eines Mediums

Formelzeichenverzeichnis

a	Form der Störgröße oder Parameter bei Filterdimensionierung
a	Länge des zusammengesetzten Basisluftspalts
b	Breite Kühlkörper oder Parameter zur Filteroptimierung
b_{Via}	Breite des Kupferringes eines Vias
c	Parameter zur Filteroptimierung
c_{Luft}	spezifische Wärmekapazität von Luft
d	Tastgrad oder Bodenplattendicke oder Parameter zur Filteroptimierung
d_a	Durchmesser Litzbündel
d_{Bohrung}	Bohrungsdurchmesser eines Vias
$d_{h,\text{Schacht}}$	Kanalfaktor des Luftschachts
d_h	Kanalfaktor
d_{Strand}	Einzeldrahtdurchmesser einer Litze
d_{Via}	Innendurchmesser des Kupferringes eines Vias
d_{WBG}	Tastgrad der WGB-Halbbrücke
e	Parameter zur Filteroptimierung
e_I	Regelabweichung Strom
e_y	absoluter Größtfehler der zu berechnenden Messgröße y
e_I	Fehlergrenze vom Gleichstrom I
$e_{R_{\text{th,HS}}}$	absoluter Größtfehler von $R_{\text{th,HS}}$
$e_{T_{\text{Boden}}}$	Fehlergrenze von T_{Boden}
$e_{T_{\text{Umg}}}$	Fehlergrenze von T_{Umg}
e_{U_1,U_2,U_3}	Fehlergrenze von U_1, U_2, U_3
e_{x_i}	Fehlergrenze eine Messgröße x_i
$f_{\text{app,Schacht}}$	wirksame Reibungszahl Luftschacht
f_{app}	wirksame Reibungszahl
f	Frequenz oder allgemeiner Funktionsname
$f(\text{Pr})$	Prandtl-Funktion
f_1, f_2, f_3	Frequenzen zur Ermittlung der Steinmetzparameter
f_d	Designfrequenz für Netzfilter
f_{Netz}	Netzfrequenz
f_{Regler}	Reglerfrequenz
$f_{\text{res,ideal}}$	Resonanzfrequenz einer idealen Filterstufe

f_s	Schaltfrequenz
$fRe_{\sqrt{A,fd}}$	Parameter für Reibfaktor-Reynold-Produkt
$fRe_{\sqrt{A}}$	Reibfaktor-Reynold-Produkt
$f_{res,CDM}$	Resonanzfrequenz eines realen Kondensators
$f_{res,LDM}$	Resonanzfrequenz einer realen Drossel
g	Erdbeschleunigung
h, \bar{h}	Höhe Kühlkörper oder Kernhöhe, normierte Höhe des Kühlkörpers
i	Laufindex
$i_L, i_{L,v}$	Strom durch die Boost-Drossel und deren Frequenzanteile
i_{Netz}	Netzstrom
i_{off}	Strom zum Ausschaltzeitpunkt
i_{on}	Strom zum Einschaltzeitpunkt
i_{ZK}	Zwischenkreisstrom
i_{x_u, y_l}	Strom an der Position x_u, y_l in der Drossel
j	Laufindex
k	Stromwelligkeit oder Steinmetzparameter oder Laufindex
$k_{0,1,2,3,4}$	Koeffizienten Zwischenkreisstrom
k_{C1}, k_{C2}	Volumenparameter für Filterkondensator
$k_{L1,2}$	Volumenparameter für Filterdrossel
l	Länge des Basisluftspalts
l_{ges}	gesamte Randlänge des magnetischen Bauelements
$l_{Kern,eff}$	effektive Teillänge des Kernpfades i
$l_{Kern,i}$	Teillänge des Kernpfades i
l_{Luft}	Länge des Luftspalts
l_{Wind}	mittlere Windungslänge
m	Vielfaches der Schaltfrequenz oberhalb von 150 kHz oder Laufindex
n	Laufindex
n_{fall}	Anzahl Stromwerte während Stromabfall
n_{Finnen}	Anzahl Finnen Kühlkörper
n_f	Anzahl Filterstufen des DM-Filters
n_i	Anzahl Abschnitte pro halbe Netzgrundschwingung
n_{rise}	Anzahl Stromwerte während Stromanstieg
n_{Via}	Anzahl Vias
q_{Finne}	Wärmestrombeitrag einer Finne
$q_{HS,Strahlung}$	Wärmestrombeitrag durch Strahlung
q_{nat}	Wärmestrom durch natürliche Konvektion
$q_{Strahlung,Kanal}$	Strahlungswärme ausgehend von einem Kanal
$q_{Strahlung}$	Strahlungswärme
q_s	Wärmestrombeitrag des Kanals

r	Radius des Mittelschenkels im PQ-Kern
r_{\min}	Minimaler Abstand der Bohrungsaußenkanten von Vias
s	Kanalbreite Kühlkörper oder komplexe Frequenzvariable (Laplace)
t	Finnenbreite oder Tiefe des zusammengesetzten Basisluftspalts oder Zeit
u_1, u_2	komplexe Ein- und Ausgangsspannung einer Filterstufe
u_{Netz}	Netzspannung
w	Breite des Basisluftspalts oder des zusammengesetzten Basisluftspalts
x_1, \dots, x_N	Messgrößen
x_u	Position des Leiters in x -Richtung
y	zu berechnende Messgröße
y_l	Position des Leiters in y -Richtung
z^*	Formfaktor Kühlkörper
A	Oberfläche
A_{Boden}	Fläche der Kühlkörperbodenplatte
A_{eff}	effektive Oberfläche erzwungene Konvektion
A_{Finne}	Oberfläche der Finne
A_{HS}	Kühlkörperoberfläche
$A_{\text{Kern,eff}}$	effektive Fläche eines Kernpfades i
$A_{\text{Kern},i}$	Fläche eines Kernpfades i
A_{Luft}	Fläche eines Luftspalts
A_{O}	Oberfläche des magnetischen Bauelements
$A_{\text{P,V}}$	Fläche der Wärmequelle
A_{Via}	Fläche des Kupferringes eines Vias
Att_{ideal}	Dämpfung einer idealen Filterstufe
Att_{LC}	Dämpfung einer LC-Filterstufe
Att_{real}	Dämpfung einer realen Filterstufe
$Att_{\text{req,CM}}$	erforderliche Filterdämpfung CM-Filter
Att_{req}	erforderliche Filterdämpfung
B_1, B_2, B_3	Amplituden der Flussdichte zur Ermittlung der Steinmetzparameter
B_{sat}	Sättigungsflussdichte
C	empirischer Parameter natürliche Konvektion
C_{CM}	Kapazität des CM-Filters
C_{DM}	Kapazität des DM-Filters
$C_{\text{vert}}, C_{\text{hor}}, C_{\text{geschl}}$	empirische Parameter im thermischen Modell der Drossel
C_{ZK}	Zwischenkreiskapazität
C_1, \dots, C_4	Koeffizienten erzwungene Konvektion
C_L	Wicklungskapazität einer Drossel
D	Diode
E_g	Bandlücke, energetischer Abstand zwischen Valenz- und Leistungsband

E_{krit}	kritische Feldstärke
E_{off}	stromabhängige Ausschaltenergie
E_{on}	stromabhängige Einschaltenergie
$E_{\text{sw,off}}$	mittlere Ausschaltenergie
El	Elenbaas-Zahl
ESL	äquivalente Serieninduktivität eines Kondensators
ESR	äquivalenter Serienwiderstand eines Kondensators
F	allgemeine Funktion
F_{Kanal}	Kanalfaktor
F_{R}	Widerstandserhöhungsfaktor durch Skin-Effekt
$G_{\text{I,ers}}$	approximierte Übertragungsfunktion innerer Regelkreis
G_{I}	Übertragungsfunktion innerer Regelkreis
G_{PI}	Übertragungsfunktion proportional-integraler Regler
G_{PR}	Übertragungsfunktion proportional-resonanter Regler
G_{R}	Widerstandserhöhungsfaktor durch Proximity-Effekt
H	magnetische Feldstärke
H_{C}	Koerzitivfeldstärke
$H_{\text{e},\nu}$	Frequenzanteile des externen Magnetfeldes
H_{e}	magnetische Feldstärke durch Felder innerhalb des Litzbündels
H_{e}	magnetische Feldstärke durch externe Felder
I	Gleichstrom
$I_{50\text{Hz}}$	Effektivwert Netzstrom bei Grundswingungsanteil 50 Hz
$I_{\text{Stör,CCM}}$	Effektivwert des Störanteils des Netzstroms im CCM-Betriebsmodus
$I_{\text{Stör}}$	Effektivwert des Störanteils des Netzstroms bei Schaltfrequenz
$I_{\text{L,avg}}$	Gleichanteil des Stromes in der Drossel
I_{Last}	Laststrom
I_{Netz}	Effektivwert Netzstrom
I_{ZK}	Effektivwert Zwischenkreisstrom
J_{n}	relative Dicke des Einzeldrahts
K_{sc}	Reibungszahl Querschnittsverengung
K_{se}	Reibungszahl Querschnittsaufweitung
K_{venturi}	Reibungszahl Luftschacht
K_{ic}	Steinmetzparameter für iGSE
L, \bar{L}	Induktivität oder Länge Kühlkörper, normierte Länge des Kühlkörpers
L_{CCM}	Induktivität der Boost-Drossel bei CCM
L_{CM}	Induktivität des CM-Filters
L_{DM}	Induktivität des DM-Filters
L_{Schacht}	Länge des Luftschachts
L_{Via}	Länge eines Vias

N	Anzahl Windungen einer Drossel oder Anzahl Messgrößen
N_{Strand}	Anzahl Einzeldrähte einer Litze
$Nu_{\sqrt{A}}$	Nusselt-Zahl
P	Wirkleistung
P_A	Ausgangsleistung
$P_{\text{cond,fall}}$	Durchlassverluste während Stromabfall
$P_{\text{cond,rise}}$	Durchlassverluste während Stromanstieg
P_{cond}	Durchlassverluste
P_{ges}	gesamte Verlustleistung
P_{HL}	Halbleiterverluste
P_{in}	Eingangsleistung
P_{Kern}	Kernverluste
$P_{\text{L,DC}}$	DC-Widerstand
$P_{\text{L,Prox,ext}}$	externe Proximity-Verluste
$P_{\text{L,Prox,int}}$	innere Proximity-Verluste
$P_{\text{L,Skin}}$	Skinverluste
$P_{\text{sw,off}}$	Ausschaltverluste
$P_{\text{sw,on}}$	Einschaltverluste
P_{sw}	Schaltverluste
$P_{\text{tot,fall}}$	Totzeitverluste während Stromabfall
$P_{\text{tot,rise}}$	Totzeitverluste während Stromanstieg
$P_{\text{V,T1/T2,Si}}$	Verlustleistung des Si-Schalters $T_{1/2}$
$P_{\text{V,T1/T2,WBG}}$	Verlustleistung des WBG-Schalters $T_{1/2}$
P_{V}	Verlustleistung
P_{Wicklung}	Wicklungsverluste
P_{X}	Einzelverluste von Halbleitern (Si oder WBG)
P_{ZK}	Verluste Zwischenkreis
P_{rl}	Relaxationsverluste
Pr	Prandtl-Zahl
Q_{rl}	Art der Spannungsänderung bei der i^2 GSE
R'	Reluktanz des Basisluftspalts
$R'_{\text{basis,i}}$	Reluktanz Basisluftspalt
R'_{DC}	DC-Widerstand je Längeneinheit
R'_{xz}	Reluktanz des Basisluftspalts in der xz -Ebene
R'_{yz}	Reluktanz des Basisluftspalts in der yz -Ebene
$R_{\text{Kern,i}}$	magnetische Reluktanz eines Pfades i
R_{Kern}	magnetische Reluktanz des Kerns
R_{Last}	Lastwiderstand
R_{LISN}	Widerstand der Netznachbildung

$R_{\text{Luft,r}}$	Reluktanz des kreisförmigen Luftspalts
R_{Luft}	magnetische Reluktanz des Luftspalts
$R_{\text{m,ges}}$	gesamte magnetische Reluktanz einer Drossel
$R_{\text{th,A}}$	thermischer Widerstand Finne-Luft
$R_{\text{th,a}}$	thermischer Widerstand der Kanalfläche-Luft
$R_{\text{th,d}}$	thermischer Widerstand der Bodenplatte
$R_{\text{th,erzw}}$	thermischer Widerstand erzwungene Konvektion
$R_{\text{th,Finne}}$	thermischer Widerstand der Finne
$R_{\text{th,HS,nat}}$	thermischer Widerstand natürliche Konvektion
$R_{\text{th,HS,opt}}$	optimierter thermischer Widerstand des Kühlkörpers
$R_{\text{th,HS}}$	thermischer Widerstand Kühlkörper
$R_{\text{th,J-C,I/II}}$	thermischer Widerstand des Gehäusetyps I/II
$R_{\text{th,kon}}$	thermischer Widerstand durch Konvektion und Konduktion
$R_{\text{th,nat}}$	thermischer Widerstand durch natürliche Konvektion
$R_{\text{th,PCB}}$	thermischer Widerstand der Leiterplatte
$R_{\text{th,Spreizung}}$	thermischer Widerstand durch Wärmespreizung
$R_{\text{th,Strahlung}}$	thermischer Widerstand durch Strahlung
$R_{\text{th,TIM}}$	thermischer Widerstand des Wärmeleitmaterials
$R_{\text{th,Vias}}$	thermischer Widerstand einer Anordnung von Vias
$R_{\text{th,Via}}$	thermischer Widerstand eines Vias
$R_{\text{theta,kon}}$	thermischer Widerstand des magnetischen Bauelements durch Konvektion
$R_{\text{theta,Strahlung}}$	thermischer Widerstand des magnetischen Bauelements durch Strahlung
R_{theta}	thermischer Widerstand des magnetischen Bauelements
R_{th}	thermischer Widerstand
R_L	ohmscher Widerstand einer Drossel
Ra	Raleigh-Zahl
S	Scheinleistung
T	Transistor oder Periodendauer
T_1	Zeitkonstante Strecke
T_{σ}	zusammengefasste Zeitkonstante
T_{Boden}	Temperatur der Kühlkörperbodenplatte
T_{HS}	Kühlkörpertemperatur (Bodenplatte)
$T_{\text{J}1/2}$	Sperrschichttemperatur des Halbleiters 1/2
T_{J}	Sperrschichttemperatur des Halbleiters
T_{Kanal}	Lufttemperatur im Kanal
T_L	Temperatur der Drossel
T_{NI}	Nachstellzeit Stromregler
T_{NU}	Nachstellzeit Spannungsregler
T_{Umg}	Umgebungstemperatur

$U_{\text{Stör}}$	Störspannung
U_{CM}	Gleichtaktspannung
U_{Diode}	Spannungsabfall Diode
U_{DS}	Drain-Source-Spannung
U_{GS}	Gate-Source-Spannung
U_{HS}	Strömungsgeschwindigkeit
U_{Limit}	Grenze der zulässigen Störspannung
U_{LISN}	Spannungsabfall an der Netznachbildung
U_{ZK}	Zwischenkreisspannung
U_1, U_2, U_3	Spannungsabfall über Widerstand
V	Volumen
$V_{\text{C,DM}}$	Volumen eines Kondensators des DM-Filters
V_{DM}	Volumen des DM-Filters
V_{HS}	Kühlkörpervolumen
V_{Kern}	Volumen des Kerns
$V_{\text{L,DM}}$	Volumen einer Drossel des DM-Filters
V_{opt}	optimiertes Volumen
V_{RI}	Verstärkung Stromregler
V_{RU}	Verstärkung Spannungsregler
V_{S}	Verstärkung der Strecke
Y_{LDM}	Admittanz einer realen Drossel
Z_{th}	thermische Impedanz
Z_{CDM}	Impedanz eines realen Kondensators
α	Wärmeübergangskoeffizient oder Spannungsübersetzung oder Steinmetzparameter
α_{Boden}	Wärmeübergangskoeffizient der Bodenplatte
α_{Finne}	Wärmeübergangskoeffizient isothermer Platten
α_{kon}	konvektiver Wärmeübergangskoeffizient
$\alpha_{\text{Strahlung}}$	Wärmeübergangskoeffizient für Strahlung
β	Steinmetzparameter
β_{Luft}	Ausdehnungskoeffizient von Luft
δ	Skin-Tiefe
ε	Formfaktor Kühlkörper
$\varepsilon(u, l)$	Faktor zur Berechnung des externen Magnetfeldes
ε_{HS}	Emissionsgrad des Kühlkörpermaterials
$\varepsilon_{\text{Schacht}}$	Formfaktor Luftschaft
$\eta_{\text{Finne, Strahlung}}$	thermischer Wirkungsgrad der Finne für Strahlung
η_{Finne}	thermischer Wirkungsgrad der Finne für erw. Konv.
η_{HS}	thermischer Wirkungsgrad des Kühlkörpers

γ	Wärmespreizungsfaktor oder Formfaktor Luftschacht
\hat{B}	Amplitude der Flussdichte
κ_{Cu}	elektrische Leitfähigkeit von Kupfer
λ	thermische Leitfähigkeit
λ_{HS}	thermische Leitfähigkeit Kühlkörpermaterial
λ_{Kupfer}	Thermische Wärmeleitfähigkeit Kupfer
λ_{Luft}	thermische Leitfähigkeit Luft
μ_0	magnetische Permeabilität in Vakuum
μ_{Cu}	magnetische Permeabilität von Kupfer
μ_n	Elektronenmobilität
μ_r	relative Permeabilität
$\nu_{\text{Luft,dyn}}$	dynamische Viskosität von Luft
$\nu_{\text{Luft,kin}}$	kinematische Viskosität von Luft
ω_0	Resonanzkreisfrequenz
ω_{Netz}	Netzkreisfrequenz
ϕ	Phasenwinkel zwischen Netzspannung und -strom oder Luftschachtwinkel
ρ_{Luft}	Dichte von Luft
σ	Streufaktor Luftspalt oder Boltzmannkonstante
σ_r	Streufaktor für runde Luftspalte
σ_x	Streufaktor Luftspalt in x -Richtung
σ_y	Streufaktor Luftspalt in y -Richtung
ΔB	Spitze-Spitze-Wert der magnetischen Flussdichte
Δi_{boost}	Stromänderung während der Boost-Phase
$\Delta i_{\text{L,CCM,pk-pk,max}}$	maximale Stromwelligkeit
Δi_{nboost}	Stromänderung während der nicht-Boost-Phase
Δp_{Beschl}	Druckabfall durch Beschleunigung
Δp_{ges}	gesamter Druckabfall
Δp_{HS}	Druckabfall Kühlkörper
$\Delta p_{\text{Lüfter}}$	Druckabfall Lüfter
$\Delta p_{\text{Schacht}}$	Druckabfall Luftschacht
ΔT	Temperaturdifferenz
$\Delta u_{\text{ZK,p-p,max}}$	maximale Welligkeit der Zwischenkreisspannung
ξ	relative Dicke des Einzeldrahts

1 Einleitung

Gleichrichter mit Leistungsfaktorkorrektur (engl. „power factor correction“, PFC) sind Bestandteil elektrischer Versorgungen für vielfältige elektronische Geräte. So benötigen beispielsweise LED-Beleuchtungen, Notebook-Ladegeräte, Flachbildfernseher, Batterieladegeräte für Elektrofahrzeuge bis hin zu Datenzentren eine Gleichrichtung der sinusförmigen Netzspannung [1–5]. Die PFC-Funktionalität realisiert einen sinusförmigen Strom, der in Phase mit der Netzspannung ist. Der Leistungsfaktor bezeichnet das Verhältnis von Wirk- zu Scheinleistung ($\cos \varphi = P/S$). Ein hoher Leistungsfaktor $\cos \varphi \approx 1$ sorgt, neben dem Wirkungsgrad des Gerätes, für eine große Leistungsdichte. Ein weiterer Grund die Versorgungseinheiten mit einer PFC zu betreiben sind die seit 2001 bestehenden Regulierungen für in Europa verkaufte Geräte nach IEC 61000-3-2 [6]. In dieser Norm sind Grenzwerte für Harmonische des Netzstromes definiert, die für Spannungsversorgungen, auch Schaltnetzteile genannt, mit einer Eingangsleistung größer als 75 W einzuhalten sind.

In vielen der oben genannten Anwendungen ist die Entwicklung der Komponenten stark durch die Anforderungen an den Bauraum, den Wirkungsgrad oder beide getrieben. Bauraumkritische Anwendungen sind z.B. Flachbildfernseher sowie das Batterieladegerät für Elektrofahrzeuge. Anwendungen mit vielen Betriebsstunden oder im Dauerbetrieb, z.B. Beleuchtung und Datenzentren, erfordern einen besonders hohen Wirkungsgrad um die Betriebskosten zu senken. Da in bauraumkritischen Anwendungen wenig Platz für eine Kühleinrichtung vorgesehen ist, wird auch hier implizit ein hoher Wirkungsgrad eingefordert. Bei der Dimensionierung und im Designprozess von PFC-Gleichrichtern stellen ein geringer Bauraum und ein hoher Wirkungsgrad wesentliche Ziele dar.

1.1 Ziel dieser Arbeit

In dieser Arbeit wird das Potential von Halbleitern mit einer großen Bandlücke (engl. „wide bandgap“, WBG) ausgenutzt um höchste Leistungsdichten zu erreichen. Die sogenannte Totem-Pole-Schaltung wurde lange nur für den Lückbetrieb (engl. „discontinuous conduction mode“, DCM) vorgeschlagen [7]. In der schnellschaltenden Halbbrücke entstehen auf Grund der Sperrverzögerung von Silizium-Halbleitern hohe Schaltverluste. Mit dem Einzug der WBG-Halbleiter nahm die Bedeutung der Totem-Pole-Schaltung stark zu, da auf Grund der geringen Schaltverluste auch der nichtlückende Betrieb (engl. „continuous conduction mode“, CCM) zu hohen Wirkungsgraden führt. Der nichtlückende Betrieb bietet im Vergleich zum Lückbetrieb den Vorteil deutlich geringerer Anforderungen an den notwendigen Netzfilter. Weiterhin bietet der Betriebsmodus einen größeren Freiheitsgrad bei der Dimensionierung der Schaltung, da

die Dämpfung der Stromwelligkeit auf die Boost-Drossel und den Netzfilter aufgeteilt werden kann. Die Verwendung von WBG-Halbleitern bedeutet außerdem eine freiere Wahl der Schaltfrequenz. Geringe Schaltenergien ermöglichen große Schaltfrequenzen, die zu einem kompakten Aufbau führen können.

Diese Arbeit kombiniert mehrere physikalischen Aspekte des Gleichrichters zu einer Systemoptimierung mit dem Ziel minimalen Bauraum zu realisieren. Hierbei werden Filter- und Boost-Drosseldimensionierung, Halbleiterverluste und ebenfalls der erforderliche Kühlkörper berücksichtigt. Der Kompromiss zwischen kompakten passiven Bauelementen (Netzfilter und Boost-Drossel) und einer geringen Kühlkörpergröße identifiziert die optimierte Wahl von Schaltfrequenz und Stromwelligkeit als zentrale Dimensionierungsparameter von PFC-Gleichrichtern. Neben einem kompakten Aufbau garantiert die Dimensionierung geringe Halbleiterverluste und damit auch einen hohen Wirkungsgrad. Die mit dem Einsatz von WBG-Halbleitern identifizierten Schaltfrequenzen liegen deutlich höher als solche beim Einsatz von Silizium-Halbleitern [8].

Das methodische Ziel dieser Arbeit ist eine detaillierte Beschreibung der für die Komponenten angewandten Modellgrundlagen. Um die Modelle in einer Systemdimensionierung unter veränderlichen Parametern anzuwenden, werden die Modelle weitestgehend auf analytischer Basis erarbeitet. Diese Modelle werden Schritt für Schritt zur Optimierung des gesamten Systems geführt. Das gewährt einen Einblick in die unterschiedlichen Abhängigkeiten auf Komponenten- und Systemebene. Damit besteht mit dieser Arbeit der bislang einmalige Gesamtüberblick über alle Komponentenmodelle bis hin zum optimierten System.

1.2 Stand der Forschung

Die Optimierung von PFC-Gleichrichtern wurde mit dem Hintergrund der eingangs genannten Anforderungen bereits intensiv untersucht [8–12]. Neben einem hohen Leistungsfaktor muss die Schaltung die in [6] weiterhin spezifizierten Grenzwerte leitungsgebundener Störungen im Frequenzbereich zwischen 150 kHz und 30 MHz einhalten. Der dafür notwendige Netzfilter kann einen großen Anteil des gesamten Bauraums einnehmen. Die Autoren in [8] identifizieren eine optimale Kombination aus Schaltfrequenz und Stromwelligkeit, um einen minimalen Bauraum des Gleichrichters zu erzielen. Die Untersuchungen wurden für den Betrieb eines einphasigen, konventionellen PFC-Gleichrichters mit Gleichrichterioden, gefolgt von einer Hochsetzstufe, im nichtlückenden Betrieb durchgeführt. Die Verluste in den Leistungshalbleitern sind nicht in die Optimierung eingeflossen, d.h. die Optimierung berücksichtigt weder den Wirkungsgrad, noch den zur Kühlung notwendigen Bauraum. Auf Grund der großen Anzahl von Leistungshalbleitern im leitenden Pfad erfüllt der konventionelle PFC-Gleichrichter nicht die Anforderung an hohe Effizienz. Die im Ausblick in [8] genannte Gesamtsystemoptimierung unter Berücksichtigung der Halbleiter bekräftigt die Relevanz der vorliegenden Arbeit.

Die genannten Arbeiten berücksichtigen, abgesehen vom Einsatz von Siliziumcarbid-Dioden, keine Wide-Bandgap-Halbleiter. Viele Arbeiten, die Ergebnisse von PFC-Gleichrichtern mit Wide-Bandgap-Halbleitern beinhalten, basieren nicht auf einer methodischen Optimierung des

Systems [2, 13]. So beinhalten die genannten Arbeiten keine Netzfilter und sind daher für einen Vergleich mit den hier entstehenden Ergebnissen ungeeignet.

Methodisch ähnlich zur vorliegenden Arbeit sind die Werke von den Autoren in [14] und [15]. Die Arbeit [14] beschäftigt sich mit der Optimierung von dreiphasigen Photovoltaik-Wechselrichtern mit dem Schwerpunkt auf den Wirkungsgrad. Die thermische Modellierung eines Kühlkörpers fließt nicht in die Optimierung ein und sie unterscheidet sich daher, und auf Grund des Anwendungsgebiets, von den Zielen der vorliegenden Arbeit. Die auf [14] aufbauende Arbeit [15] berücksichtigt Wide-Bandgap-Halbleiter und beinhaltet die Modellierung und die Optimierung von Kühlkörpern für natürliche Konvektion. Die Optimierung der Kühlkörper erfolgt nach Gewicht und beeinflusst nicht die Wahl des optimierten Systems, da auch in dieser Arbeit der Wirkungsgrad im Fokus steht.

Die methodisch an [8–12] anknüpfende Arbeit [16] setzt auf Galliumnitrid-Halbleiter, um einen hochkompakten, einphasigen PV-Wechselrichter zu realisieren. Es wird das Ergebnis einer Gesamtoptimierung des Systems vorgestellt, ähnlich wie es auch in dieser Arbeit verfolgt. Da einige Modellgrundlagen dieser Arbeit unter anderem aus Veröffentlichungen der Forschungsgruppe von [8–12, 16] stammen, werden hier kurz die Gemeinsamkeiten und Abgrenzungen zur Arbeit in [16] erläutert.

Die Gemeinsamkeiten dieser Arbeit zu [16] bestehen in einer ähnlichen Modellbasis für die Komponenten Kühlkörper mit Lüfter und die magnetischen Bauelemente. In beiden Arbeiten werden die Komponentenmodelle verwendet um ein System minimalen Bauraums bzw. hoher Leistungsdichte zu realisieren.

In [16] ist hauptsächlich das Ergebnis der Optimierung dargestellt, in Form des optimalen Arbeitspunktes, sowie der Volumen- und Verlustverteilung des optimierten Systems. In der hier vorliegenden Arbeit hingegen werden die Modelle der Komponenten im Detail beschrieben und die auf dieser Basis durchgeführte Optimierung Schritt für Schritt erläutert. Die Zwischenergebnisse dieser Optimierung sowie die dargestellten Abhängigkeiten erlauben einen tieferen Einblick in die Systemzusammenhänge. Zusätzlich zu [16] wird das System in dieser Arbeit mit Kühlung durch Kühlkörper auf Basis natürlicher Konvektion betrachtet. Damit ist die Modellierung und Optimierung auch auf geringere Leistungen anwendbar, die keine erzwungene Konvektion erfordern.

In der Schaltung in [16] kommen neben den WBG-Leistungshalbleitern kostenintensive Lösungen für die passiven Bauelemente zum Einsatz, die zu einer hohen Leistungsdichte beitragen sollen. In der vorliegenden Arbeit fließen die Kosten nicht in die Optimierungsmethode ein. Dennoch wurden die passiven Bauelemente mittels der gängigen Technologien ausgeführt. Beispielsweise werden in dieser Arbeit Elektrolyt- und Folienkondensatoren anstatt einer Vielzahl von Keramikcondensatoren vorgesehen, sowie konventionelle Ferritkerne und Litze als Wicklungsmaterial. Lediglich die Wide-Bandgap-Halbleiter sind kostenintensiver als die konventionellen Silizium-Halbleiter.

1.3 Aufbau der Arbeit

In dieser Arbeit wird zunächst die Wahl der vielversprechendsten PFC-Gleichrichtertopologie für den Einsatz von WBG-Halbleitern vorgestellt, sowie deren Funktion beschrieben (Kapitel 2). Basierend darauf wird die Grundlage für die Optimierungsmethode gelegt, welche die domänenübergreifende Systemmodellierung darstellt. Dazu gehören die Berechnung der Halbleiterverluste (Kapitel 2), die Modellierung von Kühlsystemen für natürliche und erzwungene Konvektion (Kapitel 3), die Dimensionierung von Netzfiltern (Kapitel 4), sowie die Modellierung von Drosseln und Kapazitäten (Kapitel 5). Die in Kapitel 6 folgende Optimierungsmethodik bedient sich aller Modelle um bauraumoptimierte Parameterkombinationen aus Schaltfrequenz und Stromwelligkeit zu identifizieren. Es wird das Optimierungsergebnis, unterschieden in Systeme für natürliche und erzwungene Konvektion, sowie die experimentelle Untersuchung (Kapitel 7) vorgestellt. Die Arbeit schließt mit einem Fazit und einem Ausblick ab (Kapitel 8).

2 Realisierung des PFC-Gleichrichters

In diesem Kapitel werden die Realisierungsmöglichkeiten von einphasigen PFC-Gleichrichtern erläutert. Zunächst wird ein Überblick über die verfügbaren Halbleitermaterialien zur Herstellung von leistungselektronischen Bauelementen gegeben. Daraufhin wird die topologische Umsetzung des PFC-Gleichrichters betrachtet und eine Topologieauswahl getroffen. Weiterhin werden für die gewählte Topologie die Funktionsweise, Modellierung, Regelung und Dimensionierung beschrieben.

2.1 Halbleitertechnologien

Silizium (Si) stellt das meistverbreitete Halbleitermaterial zur Herstellung von leistungselektronischen Bauelementen dar [17]. Die Weiterentwicklung von Si-basierten Bauelementen stößt nach Jahrzehnten anhaltender Verbesserungen der Eigenschaften an die physikalischen Grenzen des Halbleitermaterials [18].

Der Anforderung, immer effizientere und kompaktere Leistungselektronik zu entwickeln, lässt sich mittels Siliziumtechnologie nur begrenzt gerecht werden. Hier finden WBG-Materialien ihr potentiell Einsatzgebiet.

2.1.1 WBG-Halbleitermaterialien

Die unter dem Begriff Wide-Bandgap zusammengefassten Halbleitermaterialien bieten Eigenschaften, die die Nachteile herkömmlicher Si-Bauelemente überwinden können. Im Bereich der Leistungselektronik zählen zu den WBG-Halbleitermaterialien vor allem Siliziumcarbid (SiC) und Galliumnitrid (GaN).

Die Vorteile von WBG-Materialien im Vergleich zu Silizium haben ihren Ursprung in der namensgebenden großen Bandlücke des Materials. Die Bandlücke beschreibt den energetischen Abstand zwischen Valenz- und Leitungsband. Daraus hervor geht die notwendige Energie, damit sich ein Elektron eines Festkörpers aus seiner Gitterstruktur löst und zum Stromfluss beiträgt.

Aus den Materialdaten (Tabelle 2.1) lassen sich die folgenden wesentlichen Vorteile von WBG-Materialien ableiten:

Tabelle 2.1: Materialeigenschaften verschiedener Halbleitermaterialien [19, 20]

Parameter	Si	4H-SiC	GaN	Einheit
Bandlücke E_g	1,12	3,26	3,39	eV
Kritische Feldstärke E_{krit}	0,23	2,8	3,3	$\frac{MV}{cm}$
Elektronenmobilität μ_n	1400	950	1500	$\frac{cm^2}{Vs}$
Thermische Leitfähigkeit λ	1,5	3,8	1,3	$\frac{W}{cmK}$

- Auf Grund der großen Bandlücke sind hochsperrende Bauelemente herstellbar, die in einem theoretisch sehr großen Temperaturbereich (-50 °C bis 700 °C für SiC-Materialien [20]) einsetzbar sind. Der tatsächliche Temperaturbereich aktuell verfügbarer WBG-Bauelemente wird weitestgehend von der Aufbau- und Verbindungstechnik bestimmt und beträgt in der Regel 150 °C oder 175 °C , identisch zu Si-Bauelementen.
- Die höhere thermische Leitfähigkeit von Siliziumcarbid verbessert das Entwärmungsvermögen des Materials.
- Hohe kritische Feldstärken erlauben eine höhere Dotierungsdichte, wodurch sich verbesserte Durchlasseigenschaften unipolarer Bauelemente realisieren lassen.

Die genannten Vorteile führen dazu, dass WBG-Leistungshalbleiter mit einer kleineren Chipfläche ausgeführt werden können. Die geringeren geometrischen Abmessungen des Halbleiterchips bringen kleinere Kapazitäten mit sich, die mit jedem Schaltvorgang umgeladen werden müssen. Daher verringert sich die für Umschaltvorgänge benötigte Zeitdauer, was zu geringeren Schaltverlustenergien führt. Dies erlaubt WBG-Halbleiter bei größeren Schaltfrequenzen zu betreiben als Si-Bauelemente. Durch hohe Schaltfrequenzen können passive Bauelemente mit kleinerem Bauraum realisiert werden und tragen zu kompakten leistungselektronischen Systemen bei.

Die WBG-Materialien Siliziumcarbid oder Galliumnitrid konkurrieren nur bedingt gegeneinander, vielmehr ist die Wahl des Halbleitermaterials oft durch die Anwendung vorgegeben [21]. Die Sperrspannungen von GaN-Halbleitern reichen im Moment bis zu 650 V , wobei sich die Bauelemente für vergleichsweise geringe Ströme eignen (unterer zweistelliger Ampère-Bereich). Leistungselektronische Bauelemente auf SiC-Basis reichen von einer Sperrspannung von ca. 600 V bis zu einigen kV [17] und sind heute für größere Ströme als GaN-Bauelemente geeignet. Im Hinblick auf diese Anwendungsgebiete lassen sich GaN-Bauelemente im Vergleich zu SiC-Bauelementen mit deutlich höherer Schaltfrequenz betreiben (bis in den MHz-Bereich [2]).

Der vorliegende Anwendungsfall, in dem ein einphasiger Gleichrichter (max. 16 A RMS -Eingangsstrom) mit, wie später erläutert, einer Zwischenkreisspannung von 400 V betrieben wird, befindet sich an der Schnittstelle der Nutzung von SiC- und GaN-Halbleitertechnologien. Daher kommt in dieser Arbeit der Einsatz beider WBG-Halbleitertechnologien in Frage.

Auf Grund der zu erwartenden Schaltflanken beim Einsatz von Leistungselektronik auf WBG-Basis ist auf ein niederinduktives Design zu achten. Der Kommutierungskreis und der Gate-Kreis sind bezüglich der parasitären Induktivitäten zu minimieren.

Die methodische Behandlung im Rahmen der Modellbildung kann für beide Technologien identisch erfolgen, wie in den folgenden Abschnitten gezeigt wird.

2.1.1.1 Leistungshalbleiter aus Siliziumcarbid

Den Einzug in die Leistungselektronik fand Siliziumcarbid durch unipolare Schottky-Dioden. Die heute verfügbaren Sperrspannungen reichen bis in den kV-Bereich. Dagegen sind unipolare Si-Schottky-Dioden nur bis Sperrspannungen von nur wenigen 100 V attraktiv [20].

In dieser Arbeit spielen abschaltbare Leistungshalbleiter die zentrale Rolle. Die im vorliegenden Anwendungsfall relevanten Vertreter sind IGBTs („insulated gate bipolar transistor“) und MOSFETs („metal-oxide semiconductor field-effect transistor“). Leistungshalbleiter vom Verarmungstyp, wie der JFET („junction field effect transistor“), werden hier nicht berücksichtigt. Der IGBT weist als bipolarer Halbleiter einen Schweißstrom und größere Schaltverluste auf. Der MOSFET, ein unipolares Bauelement, hingegen hat geringere Schaltverluste und erlaubt dadurch größere Schaltfrequenzen. Daher wird, wenn die Applikation es erlaubt, ein MOSFET gegenüber einem IGBT bevorzugt [17]. Analog zu Schottky-Dioden sind die sinnvoll realisierbaren Sperrspannungen von Si-MOSFETs durch den zunehmenden Kanalwiderstand begrenzt. Beruhend auf der höheren kritischen Feldstärke lassen sich mittels SiC-Halbleitermaterialien MOSFETs für höhere Sperrspannungen (einige kV [17]) bei geringen Kanalwiderständen realisieren.

SiC-MOSFETs werden als n-Kanal-Typ hergestellt und sind in der Struktur mit einem vertikalen Si-MOSFET vom Anreicherungstyp vergleichbar [17]. Neben den bereits genannten verbesserten Durchlasseigenschaften von SiC-MOSFETs gegenüber Si-MOSFETs gleicher Sperrspannung liegt der weitere Vorteil im Schaltverhalten. Wie auch beim Si-MOSFET bildet sich eine parasitärer p-n-Übergang (Body-Diode) in Sperrrichtung des SiC-MOSFETs [22]. Führt dieser Pfad Strom, kommutiert dieser beim nächsten Schaltvorgang auf den komplementären Schalter der Halbbrücke. Bei Si-MOSFETs verursacht dies auf Grund eines ausgeprägten Reverse-Recovery-Verhaltens hohe Verluste [17]. Beim SiC-MOSFET hingegen ist das Ausschaltverhalten vergleichbar mit dem einer SiC-Schottky-Diode und daher verlustarm [22].

Weiterhin beeinflusst das Leitverhalten der Body-Diode die Charakteristik des SiC-MOSFETs. In Folge der großen Bandlücke von Siliziumcarbid weist die Body-Diode eine relativ große Schwellenspannung um 3 V und mehr auf. Dies führt zu hohen Durchlassverlusten im Rückwärtsbetrieb des Bauelements. Entsprechend der Durchlasscharakteristik des dritten Quadranten, wie sie in den Datenblättern des Herstellers gegeben sind, lässt sich das Rückwärtsleitverhalten verbessern, in dem die Einschaltspannung am Gate angelegt wird [22]. Somit tritt das schlechtere Rückwärtsleitverhalten nur während der Totzeit auf. In dieser Arbeit wird keine zusätzliche antiparallele Diode zum MOSFET vorgesehen.

Einige Hersteller von SiC-Bauelementen sind Cree, Infineon, Rohm und ST Microelectronics.

2.1.1.2 Leistungshalbleiter aus Galliumnitrid

Der kommerzielle Einsatz des Halbleitermaterials Galliumnitrid (GaN) begann mit der Entwicklung eines Verarmungstyp-HEMT-Bauelements (engl. „high electron mobility transistor“) im Bereich der Radiofrequenztechnik [19]. Durch die Einführung eines Anreicherungstyp-GaN-Transistors in 2009 wurde das Halbleitermaterial auch für leistungselektronische Anwendungen interessant. Inzwischen werden GaN-Bauelemente von mehreren Herstellern angeboten, darunter EPC, GaN-Systems, Infineon, Panasonic und Transphorm.

In Hinblick auf die für Leistungshalbleiter relevanten Materialeigenschaften übertrifft Galliumnitrid das Material Siliziumcarbid (Tabelle 2.1). Die geringere thermische Leitfähigkeit des Materials spielt in der Anwendung eine untergeordnete Rolle.

Das halbleiterphysikalische Grundprinzip der Leitfähigkeit von GaN-Transistoren entspricht nicht der von Si-Bauelementen bekannten Wirkweise. Galliumnitrid weist eine hexagonale atomare Struktur auf, die chemisch und mechanisch sehr stabil sowie temperaturfest ist. Die piezoelektrische Eigenschaft des Materials wird genutzt um eine leitfähige Struktur herzustellen. Dazu wird eine dünne Schicht AlGaN auf den GaN-Kristall aufgewachsen, was auf Grund der Gitterfehlpassung eine mechanische Spannung und damit ein elektrisches Feld zur Folge hat. Dieses elektrische Feld wird durch die negativen Ladungen des infolge am Übergang der Materialien gebildeten zweidimensionalen Elektronengases (2DEG) teilweise kompensiert [23]. Das zweidimensionale Elektronengas ist hoch leitfähig und weist eine Elektronenmobilität von 1500 bis 2000 $\text{cm}^2/(\text{V s})$ auf. Auf Grund dieser hohen Elektronenmobilität werden GaN-Transistoren auch als HEMT bezeichnet [19]. Wird eine Spannung an das Elektronengas angelegt, so fließt ein Strom.

Das beschriebene Prinzip gilt für einen Transistor vom Verarmungstyp, da die Leitfähigkeit ohne das Anlegen einer Gate-Spannung vorliegt. Ein GaN-Transistor weist die gewohnten Gate-, Source- und Drain-Elektroden auf. Der Gate-Anschluss sowie ein GaN-Transistor vom Anreicherungstyp können durch unterschiedliche Methoden realisiert werden. Die Details dazu spielen im Rahmen dieser Arbeit eine untergeordnete Rolle und können zum Beispiel in [19] nachgelesen werden. Ohne Anlegen einer Gate-Spannung an den Anreicherungstyp-Transistor ist das zweidimensionale Elektronengas verarmt an Elektronen. Durch Anlegen einer Spannung größer als die Schwellenspannung wird das Elektronengas leitfähig. Ein durch eine Kaskodenschaltung realisierter Anreicherungstyp wird von den weiteren Betrachtungen ausgeschlossen.

Eine Besonderheit, die für den Betrieb und die Bestimmung der Verlustleistung von GaN-Transistoren relevant ist, ist die Rückwärtsleitfähigkeit. Auch hier unterscheidet sich das Wirkprinzip von den bekannten Silizium-Bauelementen. Die Vorwärtsleitfähigkeit stellt sich ein, wenn die Gate-Source-Spannung die Schwellenspannung überschreitet und die Drain-Source-Spannung positiv ist. Für negative Drain-Source-Spannungen, wenn das Gate-Potential um mindestens die Schwellenspannung größer ist als am Drain, wird das Elektronengas ebenfalls leitfähig und leitet den Strom in Rückwärtsrichtung [19]. Ähnlich wie beim MOSFET wird dieses Verhalten durch den dritten Quadranten der Durchlasskennlinie des Bauelementes beschrieben [24]. Bei eingeschaltetem Gate ist die Auswirkung ähnlich zum rückwärtsleitenden MOSFET-Kanal. Die Durchlassverluste sind vergleichbar zum Vorwärtsbetrieb. Liegt am Gate

die Ausschaltspannung an, verschlechtert sich die Leitfähigkeit und wirkt statisch ähnlich einer Body-Diode beim SiC-MOSFET. Daher ist es auch bei GaN-Transistoren ratsam den Transistor, von der Totzeit abgesehen, einzuschalten.

Das Abkommutieren des rückwärtsleitenden GaN-Transistors geschieht unverzüglich, wenn die Drain-Source-Spannung entfernt wird, da keine Minoritätsladungsträger vorhanden sind [19].

2.2 PFC-Gleichrichter-Topologien

In diesem Abschnitt wird die Umsetzung des PFC-Gleichrichters unter Berücksichtigung des gewählten Halbleitermaterials behandelt. Auf Basis der an den PFC-Gleichrichter gestellten Anforderungen werden verschiedene Topologien vorgestellt und die Auswahl für diese Arbeit begründet. Weiterhin wird die gewählte Topologie erläutert in Hinblick auf die mathematische Beschreibung, die Regelung, die Dimensionierung der passiven Komponenten und die Halbleiterverluste. Abschließend wird die Wahl der eingesetzten Halbleiter getroffen.

2.2.1 Anforderungen

Die im Folgenden beschriebenen Anforderungen an den PFC-Gleichrichter sollen den Rahmen definieren, innerhalb dessen die zu erarbeitende Optimierungsmethodik Anwendung finden soll.

In dieser Arbeit wird ein einphasiger PFC-Gleichrichter betrachtet. Dieser soll an das einphasige 230 V, 50 Hz-Netz angeschlossen werden. Am Ausgang wird eine Gleichspannung mit definierter Spannungswelligkeit erwartet. Die Zwischenkreisspannung soll 400 V betragen. Daraus resultiert, dass der PFC-Gleichrichter eine Hochsetzfunktion erfüllt. Es ist keine galvanische Trennung zwischen Schaltungseingang und -ausgang vorzusehen.

Für die Auswahl von geeigneten Topologien und Kühlstrategien sowie die Wahl der zutreffenden Normen ist die Größenordnung des zu erwartenden Stromes bzw. der zu erwartenden Leistung relevant. Die Methodik wird für Phasenströme bis 16 A bzw. Eingangsleistungen bis 3,7 kW konzipiert, was der üblichen Sicherungsgröße im Haushaltsbereich in Deutschland entspricht.

Der PFC-Gleichrichter soll unter Berücksichtigung der normativen Grenzwerte leitungsgebundener Störungen dimensioniert werden.

Die Optimierung des PFC-Gleichrichters hat zum Ziel, die Betriebsparameter ausgerichtet auf ein minimales Volumen zu identifizieren. Zur Vergleichbarkeit mit anderen Arbeiten kann dieses Ziel auch als das Erreichen einer möglichst großen Leistungsdichte formuliert werden. Die Ziele hohe Leistungsdichte und hoher Wirkungsgrad widersprechen sich prinzipbedingt. Da in dieser Arbeit auch die Dimensionierung des Kühlsystems erfolgt und zum Systemvolumen beiträgt, spielt die Generierung von geringen Verlustleistungen dennoch eine zentrale

Rolle. Daher, und zur Reduzierung der Volumina passiver Komponenten, erfolgen die nächsten Schritte dieser Arbeit unter dem Aspekt die Vorteile von WBG-Halbleitern bestmöglich zu nutzen.

2.2.2 Topologieauswahl

Um die Vorteile von WBG-Halbleitern bestmöglich ausnutzen zu können, wird im Folgenden die Wahl der geeignetsten Schaltungstopologie zur Realisierung des PFC-Gleichrichters dargelegt. Der klassische Boost-PFC-Gleichrichter (Abbildung 2.1) weist drei Halbleiter im stromführenden Pfad auf. Dadurch entstehen wesentliche Durchlassverluste, was die Topologie zunehmend unattraktiv für Leistungen größer 1 kW macht [25, 26].

Abhilfe schafft der sogenannte brückenlose Boost-Gleichrichter (Abbildung 2.2). Hier sind zu jedem Zeitpunkt lediglich zwei Halbleiter am Stromfluss beteiligt, was sich günstig auf die Halbleiterverluste auswirkt. Der Nachteil dieser Topologie liegt in einer größeren Gleichtaktanregung durch die Spannung U_{CM} (engl. „common mode“, CM). Während der negativen Halbwelle der Netzspannung ändert sich das Bezugspotential des Ausgangs schaltfrequent um die Höhe der Ausgangsspannung. Um diesen Nachteil zu eliminieren, wurden in der Literatur verschiedene Abwandlungen der Topologie vorgeschlagen. Diese gehen mit einem größeren Bauteil Aufwand und somit zusätzlichen Verlusten einher [27].

Eine weitere Topologie, der Totem-Pole-PFC-Gleichrichter (Abbildung 2.3), weist eine geringe Halbleiteranzahl und geringe Durchlassverluste auf, da sich nur zwei Halbleiter im leitenden Strompfad befinden. Im Vergleich zu einem klassischen einphasigen Zweipunktwechsel-

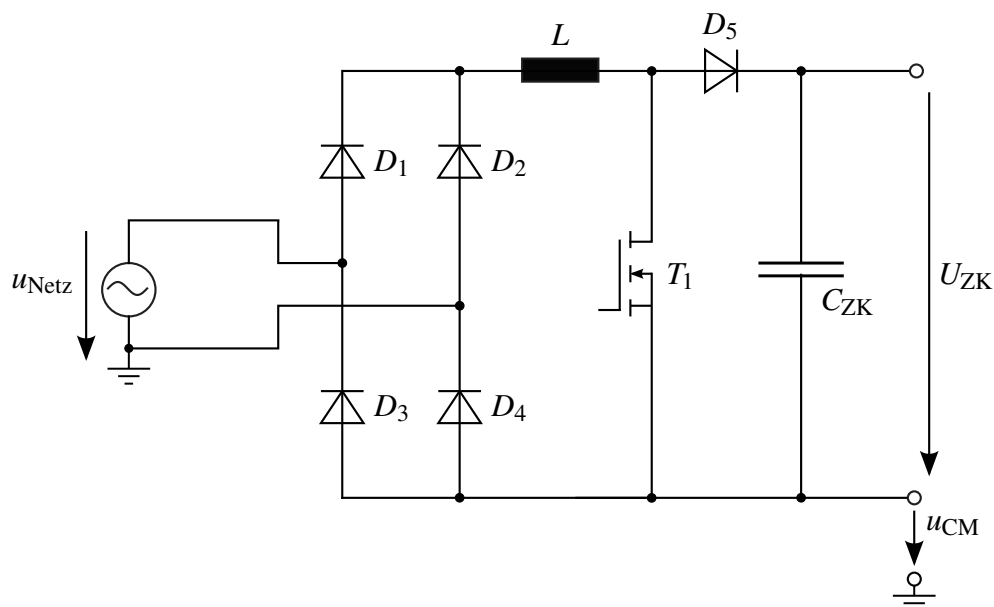


Abbildung 2.1: Klassischer PFC-Gleichrichter: Diodengleichrichter, gefolgt von einem Hochsetzsteller; es befinden sich jederzeit drei Halbleiter im leitenden Pfad, was zu hohen Durchlassverlusten führt.

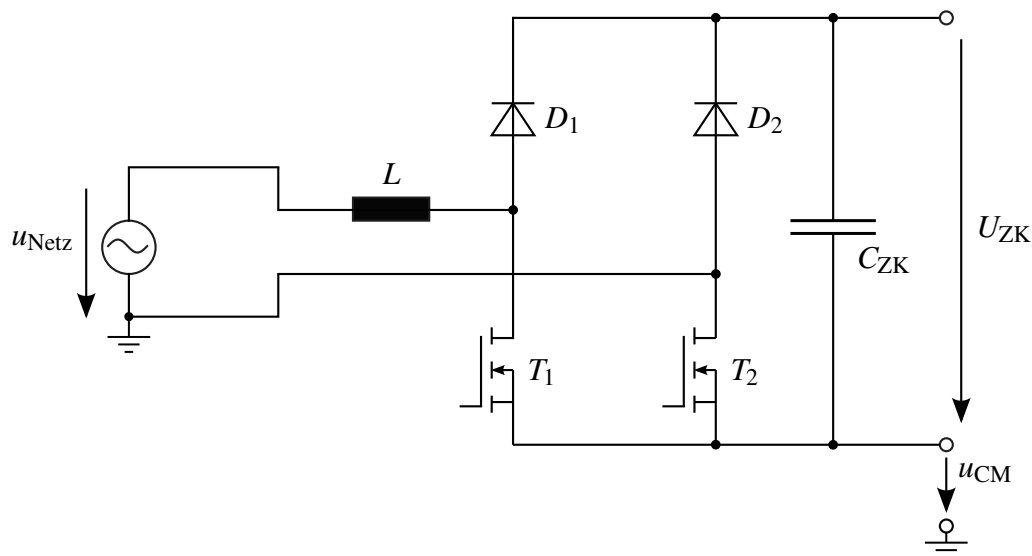


Abbildung 2.2: PFC-Gleichrichter in brückenloser Ausführung (engl. „bridgeless PFC rectifier“): der obere Transistor ist in beiden Halbbrücken durch eine Diode ersetzt; die Anzahl der im leitenden Pfad befindlichen Halbleiter ist im Vergleich zum klassischen PFC-Gleichrichter (Abbildung 2.1) auf zwei gesunken, wodurch geringe Durchlassverluste anfallen. Die Schaltung weist eine größere Gleichtaktanregung auf, da das Bezugspotential am Ausgang während der negativen Halbwellen mit der Schaltfrequenz springt.

richter sind die Schaltverluste geringer, da beim Totem-Pole-PFC-Gleichrichter nur zwei statt vier schaltfrequent operierende Halbleiter vorliegen. Weiterhin ist die Gleichtaktanregung im Vergleich zur brückenlosen Variante kleiner [7]. Das Bezugspotential am Ausgang ist zu jedem Zeitpunkt der halben Netzgrundschwingung mit der Netzspannung über die in den Halbbrücken befindlichen unteren Dioden bzw. den Body-Dioden der MOSFETs verbunden.

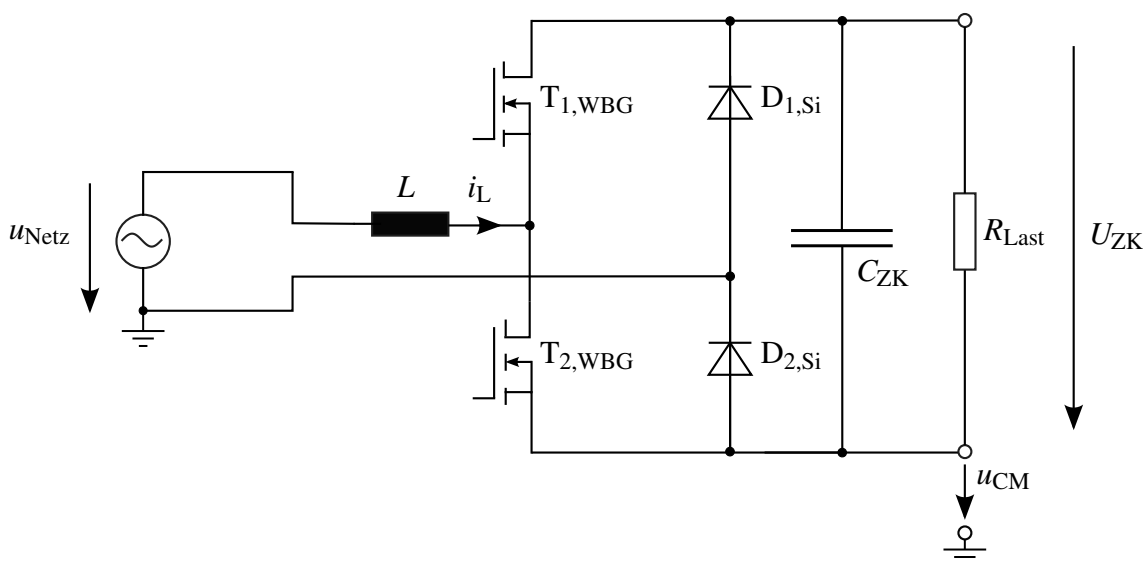


Abbildung 2.3: Topologie des einphasigen PFC-Gleichrichters als Totem-Pole-Ausführung

Der Totem-Pole-Gleichrichter besteht aus einer Boost-Drossel L am Eingang und aus zwei Halbbrücken, von denen eine Halbbrücke aus Silizium-Dioden ($D_{1,\text{Si}}$ und $D_{2,\text{Si}}$) und eine Halbbrücke aus WBG-Transistoren ($T_{1,\text{WBG}}$ und $T_{2,\text{WBG}}$) besteht. Die siliziumbasierte Halbbrücke kommutiert mit Netzfrequenz. Die WBG-basierte Halbbrücke taktet mit der Schaltfrequenz. In Abhängigkeit der Netzpolarität und der Schaltzustände von $T_{1,\text{WBG}}$ und $T_{2,\text{WBG}}$ steigt entweder der Strom in der Boost-Drossel an, während die Netzspannung an dieser anliegt, oder fällt, wenn der Eingang mit der Last verbunden ist, äquivalent zum klassischen Hochsetzsteller. Eine Regelung garantiert die Funktionalität der PFC-Schaltung. Der Strom wird so aus dem Netz entnommen, dass dieser in Phase mit der Netzspannung ist. Weiterhin wird die Zwischenkreisspannung am Ausgang der Schaltung auf die erforderliche Ausgangsspannung von $U_{\text{ZK}} = 400 \text{ V}$ geregelt.

Die typischen Strom- und Spannungsformen in Abbildung 2.4 zeigen einen der Netzspannung u_{Netz} folgenden Netzstrom i_{Netz} , sowie eine mit einer Spannungswelligkeit beaufschlagten Zwischenkreisspannung u_{ZK} . In Folge der Spannungswelligkeit der Zwischenkreisspannung unterliegt auch der Laststrom i_{Last} einer Welligkeit. Die Gleichtaktspannung u_{CM} beträgt während der positiven Netzhalbperiode null, während der negativen Netzhalbperiode folgt sie der negativen Zwischenkreisspannung.

Zur Steigerung des Wirkungsgrades des Totem-Pole-PFC-Gleichrichters können die Silizium-Dioden durch Silizium-Transistoren ersetzt werden. Der Einsatz von Transistoren, z.B. MOS-FETs, bringt den Vorteil geringerer Durchlassverluste mit sich, da keine Schwellspannung vorliegt. Das Schalten der Transistoren erfolgt äquivalent zur Funktionsweise der Diodenhalbbrücke.

Ohne den Einsatz von WBG-Halbleitern kann die Totem-Pole-Schaltung auf Grund des Sperrverzugseffektes nicht mit ausreichend hohen Frequenzen, die ein kompaktes Design ermöglichen, betrieben werden. Mit Silizium-Halbleitern findet die Topologie dennoch Einsatz, und zwar im lückenden Betrieb. Im lückenden Betrieb schalten die Halbleiter bei einem Strom von null ein, was die Schaltverluste reduziert. Um den Lückbetrieb zu realisieren, liegt der Auslegungsschwerpunkt bei der komplexeren Regelung. Bei WBG-Halbleitern ist der Sperrverzugseffekt fast nicht vorhanden und daher kann die Totem-Pole-Schaltung im nichtlückenden Betrieb betrieben werden. Zur maximalen Ausnutzung der Potentiale von WBG-Halbleitern gegenüber Si-Halbleitern wird in dieser Arbeit der nichtlückende Betrieb fokussiert.

Die in diesem Abschnitt dargestellten Topologien wurden vereinfacht mit einer einzelnen Boost-Drossel dargestellt. Eine gleichmäßige Aufteilung der Induktivität im Hin- und Rückleiter ist aus Gesichtspunkten der elektromagnetischen Verträglichkeit günstiger. Die in diesem Abschnitt dargelegten grundlegenden Funktionsweisen sind davon unbeeinflusst. Die Verteilung der Induktivität, im Vergleich zu einer einzelnen Boost-Drossel, hat Einfluss auf die Gleichtaktanregung durch die Spannung U_{CM} . Der qualitative Vergleich der Gleichtaktanregung der drei verschiedenen Topologien ist davon unbeeinflusst.

Neben den drei vorgestellten Topologien zur PFC-Gleichrichtern gibt es eine Vielzahl weiterer Abwandlungen, beispielsweise zusammengefasst in [28]. Diese wurden als weniger interessant für die Nutzung der Vorteile der WBG-Halbleiter eingestuft. Daher wird auf diese an dieser Stelle nicht eingegangen.

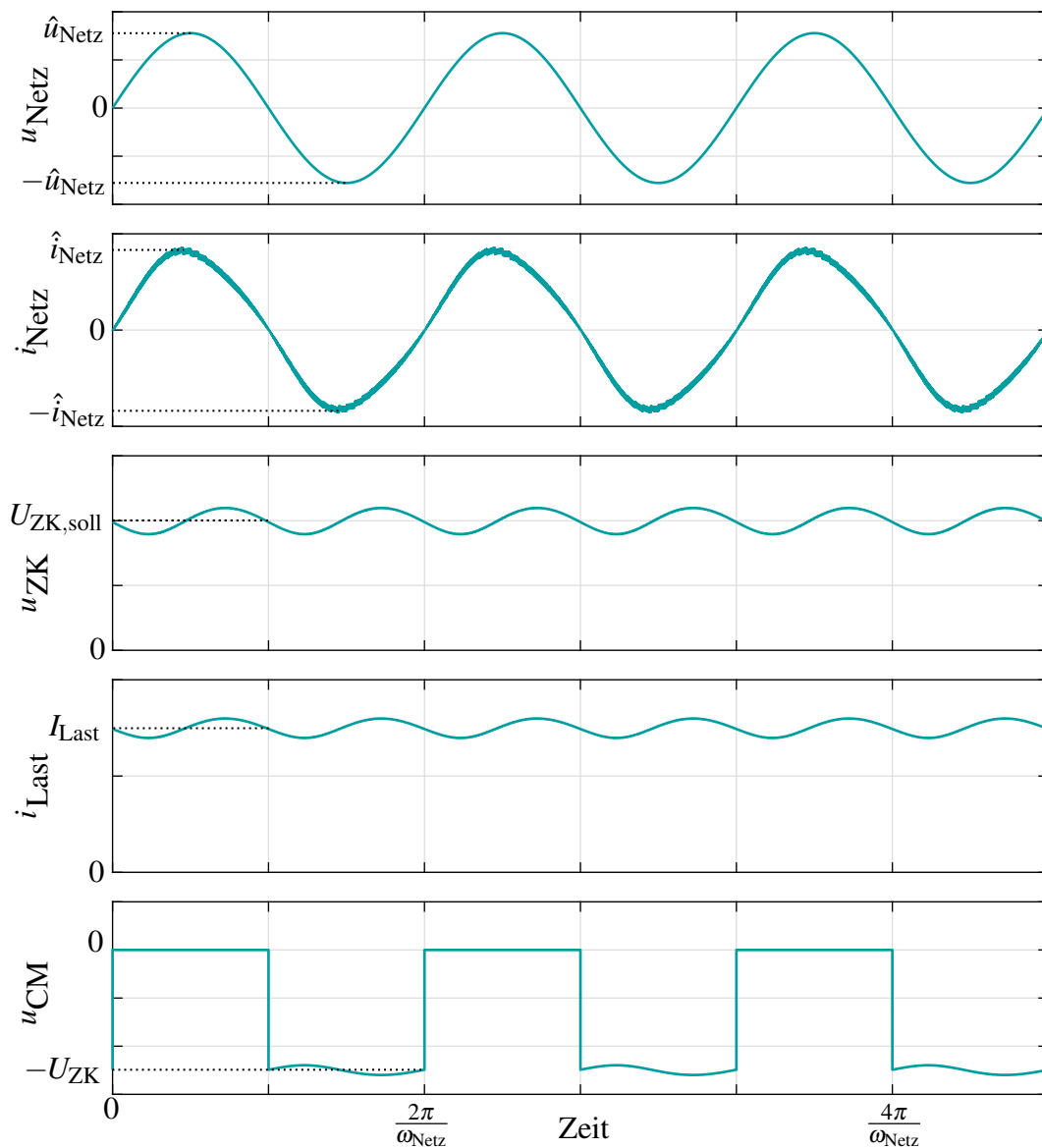


Abbildung 2.4: Typische Strom- und Spannungsformen des Totem-Pole-PFC-Gleichrichters (Abbildung 2.3)

Abgrenzung zum einphasigen Zweipunktwechselrichter

In der Ausführung mit ausschaltbaren Halbleitern in der langsam schaltenden Halbbrücke gleicht die Totem-Pole-Topologie nach Abbildung 2.3 dem Aufbau eines einphasigen Zweipunktwechselrichters, der im Vierquadrantenbetrieb auch als Gleichrichter fungieren kann. An dieser Stelle wird die Betriebsweise des Totem-Pole-Gleichrichters kurz von der des Zweipunktwechselrichters abgegrenzt.

Der wesentliche Unterschied zwischen den Topologien und deren Betriebsweisen liegt in der Anzahl und der Art der mit Schaltfrequenz operierenden Halbbrücken. Während in der Totem-Pole-Schaltung lediglich eine Halbbrücke mit der Schaltfrequenz geschaltet wird, werden beim

Zweipunktwechselrichter beide Halbbrücken mit Schaltfrequenz betrieben - durch eine bipolare oder unipolare Pulsdauermodulation.

2.2.3 Totem-Pole-PFC-Gleichrichter

In diesem Abschnitt erfolgt die mathematische Beschreibung, sowie die Beschreibung der Regelung, der Dimensionierung und der Verlustberechnung des Totem-Pole-PFC-Gleichrichters.

2.2.3.1 Modellierung mit Differentialgleichungen

Um die Funktionsweise der Schaltung, der Regelung und der analytisch berechneten Verluste verifizieren zu können, wurden Simulationen in MATLAB/Simulink/PLECS durchgeführt.

Auf Grund der hohen Schaltfrequenz stellt die Schaltungssimulation einen hohen zeitlichen Aufwand dar. Zum Test von Regelungsparametern ist es hilfreich das Verhalten ohne schaltende Bauelemente abzubilden. Es wurde folgende mathematische Beschreibung erarbeitet, die das Verhalten der Totem-Pole-Schaltung durch Implementierung in MATLAB/Simulink zeitoptimiert abbildet.

Durch Unterteilung in eine positive und negative Halbwelle der Netzspannung u_{Netz} lässt sich die Schaltung jeweils auf den klassischen Hochsetzsteller reduzieren. Für die positive Halbwelle der Netzspannung stellt der Schalter $T_{2,\text{WBG}}$ den Boost-Schalter dar, d.h. hier steigt der Strom in der Induktivität an. Ist $T_{1,\text{WBG}}$ eingeschaltet, so werden der Eingang und der Ausgang verbunden, so dass die Energie an den Ausgang abgegeben wird und der Strom sinkt. Ist $T_{2,\text{WBG}}$ eingeschaltet, so gilt

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} u_{\text{Netz}} \quad (2.1)$$

und

$$\frac{du_{\text{ZK}}}{dt} = -\frac{1}{R_{\text{Last}} C_{\text{ZK}}} i_{\text{ZK}}, \quad (2.2)$$

wobei R_{Last} den äquivalenten Lastwiderstand am Ausgang der Schaltung und i_{ZK} den Strom durch den Kondensator C_{ZK} darstellt. Während der Schalter $T_{1,\text{WBG}}$ eingeschaltet ist, ergibt sich

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{u_{\text{Netz}} - u_{\text{ZK}}}{L} \quad (2.3)$$

und

$$\frac{du_{\text{ZK}}}{dt} = \frac{i_L - \frac{u_{\text{ZK}}}{R_{\text{Last}}}}{C_{\text{ZK}}}. \quad (2.4)$$

Unter Verwendung des Tastgrads d_{WBG} (Tastgrad der WBG-Halbbrücke, Gleichung (2.15)) kann über eine Taktperiode gemittelt werden, so dass für die Kurzzeitmittelwerte während der positiven Halbwelle

$$\frac{d\bar{i}_L}{dt} = \frac{1}{L} \bar{u}_{\text{Netz}} - d_{\text{WBG}} \frac{1}{L} \bar{u}_{\text{ZK}} \quad (2.5)$$

und

$$\frac{d\bar{u}_{ZK}}{dt} = d_{WBG} \frac{1}{C_{ZK}} \bar{i}_L - \frac{1}{R_{Last} C_{ZK}} \bar{u}_{ZK} \quad (2.6)$$

gilt. Während der negativen Halbwelle wechseln die Funktionen der Schalter $T_{1,WBG}$ und $T_{2,WBG}$, so dass

$$\frac{d\bar{i}_L}{dt} = \frac{1}{L} \bar{u}_{Netz} + (1 - d_{WBG}) \frac{1}{L} \bar{u}_{ZK} \quad (2.7)$$

und

$$\frac{d\bar{u}_{ZK}}{dt} = -(1 - d_{WBG}) \frac{1}{C_{ZK}} \bar{i}_L - \frac{1}{R_{Last} C_{ZK}} \bar{u}_{ZK} \quad (2.8)$$

geschrieben werden kann. Der Vergleich der vorgestellten Modellierung mit der Simulation in PLECS zeigt für einen beispielhaften Anlauf der Schaltung deckungsgleiches Verhalten der Zwischenkreisspannung. Dieses Modell kann somit verwendet werden, um beispielsweise Regelungsstrukturen zu testen.

2.2.3.2 Regelung

Die Anforderungen an die Regelung des PFC-Gleichrichters sind

- ein sinusförmiger Netzstrom in Phase mit der Netzspannung und
- die Einstellung des gewünschten Mittelwertes der Ausgangsgleichspannung. Die Ausgangsspannung wird über die Amplitude des Netzstromes geregelt.

Die Regelung des Totem-Pole-Gleichrichters erfolgt mit der klassischen Struktur eines Kaskadenreglers (Abbildung 2.5). Der äußere Regelkreis regelt die Zwischenkreisspannung mittels eines PI-Reglers. Die Regeldifferenz e_u , gebildet aus Sollwert und Messwert der Zwischenkreisspannung, wird mit einem Filter erster Ordnung gedämpft, da der Regler nicht auf die 100 Hz-Welligkeit der Zwischenkreisspannung reagieren soll. Der Filter wurde mit einer Grenzfrequenz von 20 Hz ausgeführt.

Der PI-Reglerausgang stellt die Sollwertamplitude \hat{i}_{soll} des Netzstromes für den inneren Regelkreis dar. Die Frequenz und Phasenlage der sinusförmigen Sollgröße wird mittels einer Phasenregelschleife (PLL) aus der gemessenen Netzspannung ermittelt. Durch Multiplikation der Sinusgröße mit der Sollwertamplitude entsteht der Sollwert i_{soll} .

Mit Hilfe des gemessenen Netzstromes i_{ist} und des Sollwertes i_{soll} wird die Regeldifferenz e_i gebildet. Die Regeldifferenz wird dem Stromregler zugeführt. Da eine sinusförmige Sollgröße vorliegt, ist ein PI-Regler nicht in der Lage den Strom ohne Regelabweichung einzustellen. Stattdessen kommt ein resonanter P-Regler mit der Übertragungsfunktion

$$G_{PR}(s) = V_{RI} \left(1 + \frac{s}{T_{NI}(s^2 + \omega_0^2)} \right) \quad (2.9)$$

zum Einsatz. Dieser Regler hat bei der gewählten Resonanzfrequenz ω_0 , welche gleich der Netzkreisfrequenz $\omega_{Netz} = 2\pi 50 \text{ Hz}$ gewählt wird, eine theoretisch unendliche Verstärkung.

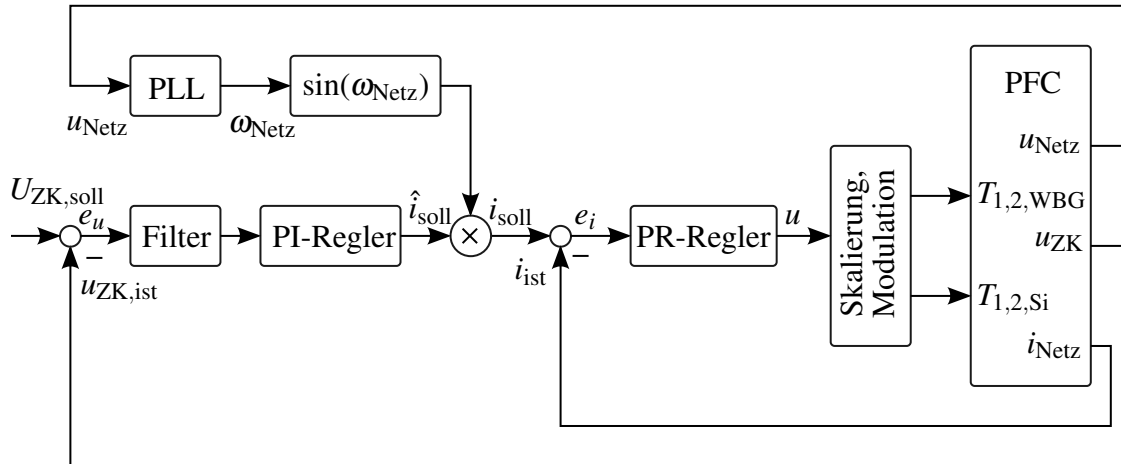


Abbildung 2.5: Reglerstruktur des PFC-Gleichrichters: die äußere Regelschleife regelt die Zwischenkreisspannung und stellt den Sollwert für die innere Stromregelschleife bereit. Die innere Regelschleife regelt den Eingangsstrom des PFC-Gleichrichters.

Die Reglerparameter für den inneren und äußeren Regelkreis wurden empirisch ermittelt. Die für die Labortests implementierten Reglerparameter sind in Tabelle A.11 zusammengefasst.

2.2.3.3 Dimensionierung der passiven Komponenten

Im Folgenden wird die Dimensionierung der Zwischenkreiskapazität und der Boost-Induktivität beschrieben.

Ausgangskondensator

Mit Vorgabe einer maximal zulässigen Spannungswelligkeit $\Delta u_{ZK,p-p,max}$ am Ausgang der Schaltung beträgt die minimal notwendige Zwischenkreiskapazität

$$C_{ZK,min} = \frac{P_A}{U_{ZK} 2 f_{Netz} \Delta u_{ZK,p-p,max}} \quad (2.10)$$

mit $f_{Netz} = 50\text{Hz}$ und der Zwischenkreisspannung $U_{ZK} = 400\text{V}$ [10].

Die Berechnung der zu erwartenden Strombelastung erfolgt nach einer in [9] angewandten Approximationsmethode. In der Quelle [9] liegt der klassische Boost-PFC-Gleichrichter zugrunde. Auf Grund der in diesem Kapitel erläuterten Analogie zwischen der Funktionsweise des Boost-PFC-Gleichrichters und des Totem-Pole-PFC-Gleichrichters ist diese Berechnungsweise hier anwendbar. Diese Tatsache wurde durch den Vergleich der simulierten Kondensatorströme der beiden Gleichrichtertopologien verifiziert.

Der bezogene Strom I_{ZK}/I_{Last} wird durch die Abhängigkeit

$$\frac{I_{ZK}}{I_{Last}} = f(\alpha) \quad (2.11)$$

beschrieben, wobei I_{ZK} den Effektivwert des Stromes durch den Kondensator C_{ZK} und I_{Last} den Ausgangsleichstrom der PFC-Schaltung darstellt. Die Funktion $f(\alpha)$ in Abhängigkeit der Spannungsübersetzung $\alpha = \hat{u}_{Netz}/U_{ZK}$ wird angenähert durch

$$f(\alpha) \approx k_0 + k_1 \alpha + k_2 \alpha^2 + k_3 \alpha^3 + k_4 \alpha^4 \quad (2.12)$$

mit den Koeffizienten entsprechend Tabelle 2.2.

Tabelle 2.2: Koeffizienten für die Funktion $f(\alpha)$ nach Gleichung (2.12) zur Berechnung der Kondensatorstrombelastung I_{ZK} für den nichtlückenden Betrieb (nach [9])

Betriebsmodus	Gültigkeitsbereich	k_0	k_1	k_2	k_3	k_4
CCM	$0 \leq \alpha \leq 1$	4,3	-9,7	10,7	-4,4	0

Boost-Induktivität

Die minimal benötigte Boost-Induktivität L_{CCM} für den nichtlückenden Betrieb wird bestimmt nach

$$L_{CCM} = \frac{U_{ZK}}{4 f_s \Delta i_{L,CCM,pk-pk,max}} \quad (2.13)$$

mit der Zwischenkreisspannung U_{ZK} und der Schaltfrequenz f_s [10]. Die maximal zulässige Stromschwankungsbreite $\Delta i_{L,CCM,p-p,max}$ fließt ein in die Stromwelligkeit

$$k = \frac{\Delta i_{L,CCM,p-p,max}}{\hat{i}_{Netz}} \quad (2.14)$$

mit der Amplitude der Netzstromgrundschwingung \hat{i}_{Netz} .

2.2.3.4 Halbleiterverluste

Die Halbleiterverluste werden als mittlere Verlustleistungen im kontinuierlichen Betrieb berechnet. Die Berechnungen werden für eine halbe Netzgrundschwingung vorgenommen, da sich die Verluste danach in den jeweils anderen Halbleitern wiederholen.

Grundlage der Verlustberechnung der Halbleiter sind die auftretenden Ströme. Um die Verluste in Abhängigkeit der Stromwelligkeit ermitteln zu können, wird der Stromverlauf durch

die Boost-Drossel für jede Schaltperiode nachgebildet. Basierend auf den sinusförmigen Eingangsgrößen $u_{\text{Netz}}(\omega t)$ und $i_{\text{Netz}}(\omega t)$ resultiert der Tastgrad $d_{\text{WBG}}(\omega t)$

$$d_{\text{WBG}}(\omega t) = \frac{\sqrt{2}U_{\text{Netz}}}{U_{\text{ZK}} \cos \phi} \sin(\omega t - \phi) \quad (2.15)$$

mit dem durch die Boost-Drossel eingeführten Phasenwinkel $\phi = \tan^{-1}(\omega L I_L / U_{\text{Netz}})$ [29]. Die positive Stromänderung pro Schaltperiode während der Boost-Phase Δi_{boost} beträgt

$$\Delta i_{\text{boost}}(\omega t) = \frac{u_{\text{Netz}}(\omega t)}{L} \frac{(1 - d_{\text{WBG}}(\omega t))}{f_s} \quad (2.16)$$

und die negative Stromänderung pro Schaltperiode während der nicht-Boost-Phase Δi_{nboost}

$$\Delta i_{\text{nboost}}(\omega t) = \frac{u_{\text{Netz}}(\omega t) - U_{\text{ZK}}}{L} \frac{d_{\text{WBG}}(\omega t)}{f_s}. \quad (2.17)$$

Daraus ergeben sich die Stromwerte im Ein- und Ausschaltzeitpunkt $i_{\text{on}}(\omega t)$, $i_{\text{off}}(\omega t)$

$$i_{\text{on}}(\omega t) = i_{\text{Netz}}(\omega t) + \frac{\Delta i_{\text{nboost}}(\omega t)}{2} \quad (2.18)$$

und

$$i_{\text{off}}(\omega t) = i_{\text{Netz}}(\omega t) + \frac{\Delta i_{\text{boost}}(\omega t)}{2}. \quad (2.19)$$

Die Implementierung und Lösung der beschriebenen Gleichungen erfolgt diskret. Zwischen den Ein- und Ausschaltströmen $i_{\text{on}}(\omega t)$ und $i_{\text{off}}(\omega t)$ werden eine Anzahl von n_{rise} Stromwerten interpoliert, so dass i_{rise} aus n_{rise} aufsteigenden Stromwerten und i_{fall} aus n_{rise} fallenden Stromwerten je Schaltperiode besteht. Mit der Anzahl an Schaltperioden n_i je halbe Netzgrundschwingung liegen $n_i (n_{\text{rise}} + n_{\text{tot}}) = n_{\Sigma}$ Stromwerte vor. Auf Basis dieser Ströme wird im Folgenden die Berechnung der Halbleiterverluste beschrieben. Zur besseren Verständlichkeit wird ein Schalter, der durch eine positive Spannung am Gate eingeschaltet wird, im weiteren als aktiv bezeichnet. Die erforderlichen Daten der Halbleiter werden den MOSFET-Datenblättern entnommen. Folgende Daten werden verwendet:

- Ausgangskennlinie bei der empfohlenen Gate-Spannung zum Einschalten für die Drain-Source-Spannung U_{DS} in Abhängigkeit des Drain-Stromes zur Bestimmung der Durchlassverluste bei aktivem Schalter
- Charakteristik der Body-Diode bei der empfohlenen Gate-Spannung zum Ausschalten für den Spannungsabfall U_{Diode} in Abhängigkeit des negativen Drain-Stromes zur Bestimmung der Durchlassverluste während der Totzeit (nur für WBG-Halbbrücke)
- Ein- und Ausschaltenergien (E_{on} , E_{off}) bei der empfohlenen Gate-Spannung in Abhängigkeit des Drain-Stromes zur Bestimmung der Schaltverluste (nur bei WBG-Halbbrücke)

Alle Daten werden in Abhängigkeit der Sperrschichttemperatur hinterlegt und für die zu erzielende Sperrschichttemperatur linear interpoliert. Die Sperrschichttemperatur und die Zwischenkreisspannung werden als konstant angenommen.

Durchlassverluste

Die Durchlassverluste der WBG-Halbbrücke setzen sich zusammen aus den Durchlassverlusten des aktiven Boost-Schalters, während der Strom durch die Boost-Drossel ansteigt ($P_{\text{cond,rise}}$), den Durchlassverlusten des aktiven nicht-Boost-Schalters derselben Halbbrücke, während der Strom durch die Boost-Drossel fällt ($P_{\text{cond,fall}}$), den Durchlassverlusten der Body-Diode während der Totzeit in der Boost-Phase ($P_{\text{tot,rise}}$), sowie den Durchlassverlusten der Body-Diode während der Totzeit in der nicht-Boost-Phase ($P_{\text{tot,fall}}$). Die mittleren Durchlassverluste der WBG-Halbbrücke berechnen sich nach

$$\begin{aligned}
 P_{\text{cond,WBG}} &= P_{\text{cond,rise}} + P_{\text{cond,fall}} + P_{\text{tot,rise}} + P_{\text{tot,fall}} & (2.20) \\
 &= \frac{1}{n_{\Sigma}} \sum_{m=1}^{n_i} \left\{ \sum_{j=1}^{n_{\text{rise}}} i_{\text{rise}}(m, j) \cdot U_{\text{DS}}(i_{\text{rise}}(m, j)) - i_{\text{fall}}(m, j) \cdot U_{\text{DS}}(-i_{\text{fall}}(m, j)) \right. \\
 &\quad \left. + \sum_{k=1}^{n_{\text{tot}}} i_{\text{on}}(m, k) \cdot U_{\text{Diode}}(i_{\text{on}}(m, k)) + i_{\text{off}}(m, k) \cdot U_{\text{Diode}}(i_{\text{off}}(m, k)) \right\}.
 \end{aligned}$$

Das negative Vorzeichen des Terms $P_{\text{cond,fall}}$ resultiert aus der geänderten Stromrichtung durch den Halbleiter im Vergleich zum Term $P_{\text{cond,rise}}$. Hierbei kommt der 3. Quadrant der Durchlasskennlinie zum Tragen.

Die Durchlassverluste der Si-Halbbrücke $P_{\text{cond,Si}}$ werden analog berechnet. Bei der Si-Halbbrücke entfällt die Unterscheidung zwischen steigenden und fallenden Stromabschnitten, da jeweils der gesamte positive/negative Strom durch den selben Si-Halbleiter fließt. Weiterhin werden bei der Si-Halbbrücke die Totzeitverluste vernachlässigt.

Schaltverluste

Für die Berechnung der Schaltverluste der WBG-Halbbrücke werden die mittleren Schaltenergien der Einschaltströme i_{on}

$$E_{\text{sw,on}} = \frac{1}{n_i} \sum_{m=1}^{n_i} E_{\text{on}}(i_{\text{on}}(m)) \quad (2.21)$$

und der Ausschaltströme i_{off}

$$E_{\text{sw,off}} = \frac{1}{n_i} \sum_{m=1}^{n_i} E_{\text{off}}(i_{\text{off}}(m)) \quad (2.22)$$

berechnet. Die mittleren Schaltverluste für die Ein- und Ausschaltvorgänge der Halbbrücke berechnen sich zu

$$P_{\text{sw}} = (E_{\text{sw,on}} + E_{\text{sw,off}}) f_s. \quad (2.23)$$

Gesamte Halbleiterverluste

Die Halbleiterverluste beider Halbbrücken lauten

$$P_{\text{HL}} = P_{\text{cond,WBG}} + P_{\text{cond,Si}} + P_{\text{sw}}. \quad (2.24)$$

Je nach einzusetzenden Halbleitern und Gehäusebauformen ist zu prüfen, ob die Verwendung der mittleren Verlustleistung geeignet ist um die thermische Dimensionierung vorzunehmen. Ein kritisches Entscheidungsmerkmal ist die Einhaltung der maximal zulässigen Sperrschichttemperatur des Halbleiters. Die in dieser Arbeit gewählten WBG- und Si-Halbleiter werden in den nächsten Abschnitten vorgestellt. Für diese Halbleiter erfolgt hier eine kurze Diskussion zur Anwendbarkeit der beschriebenen Verlustleistungsberechnung.

Der Temperaturhub der Sperrschicht, der sich der mittleren Sperrschichttemperatur überlagert, wird anhand der auftretenden Verluste in einem Halbleiter sowie der thermischen Impedanz Z_{th} ermittelt. Die folgende Abschätzung berechnet den Temperaturhub der Sperrschicht über die Netzgrundschwingung. Die thermische Impedanz des WBG-Halbleiters (vgl. Wahl der SiC-MOSFETs in Abschnitt 2.2.3.5) bei einer pulsformigen Belastung mit dem Tastgrad 0,5 und einer Pulsbreite von 10 ms beträgt laut Datenblattangaben des Herstellers $Z_{\text{th}} = 0,85 \text{ K/W}$. Unter Hinzuziehen der beispielhaften Konfigurationen aus Tabelle 2.3 und deren Verlustleistungen (Abbildung 2.6) wurde ein maximaler Temperaturhub der Sperrschicht von $\pm 7^\circ\text{C}$ ermittelt. Die momentane Sperrschichttemperatur kann also 7°C oberhalb der mittleren Sperrschichttemperatur liegen. Dieser Temperaturhub wurde durch einen Sicherheitsabstand zur maximal zulässigen Sperrschichttemperatur berücksichtigt. Für die thermische Modellierung wurde eine maximale mittlere Sperrschichttemperatur von 140°C angenommen (Datenblattangabe des Herstellers: $T_{\text{J,max}} = 150^\circ\text{C}$). Diese Annahme wurde auch für die Silizium-Halbleiter getroffen. Deren Temperaturhub ist unkritischer, da sowohl die thermische Impedanz, als auch die auftretenden Verluste geringer sind (vgl. Wahl der Si-MOSFETs in Abschnitt 2.2.3.5).

Für den Einsatz von Halbleitern, die thermisch weniger träge sind, kann das Verlustleistungsmodell auf eine Berechnung der maximal auftretenden Verluste angepasst werden.

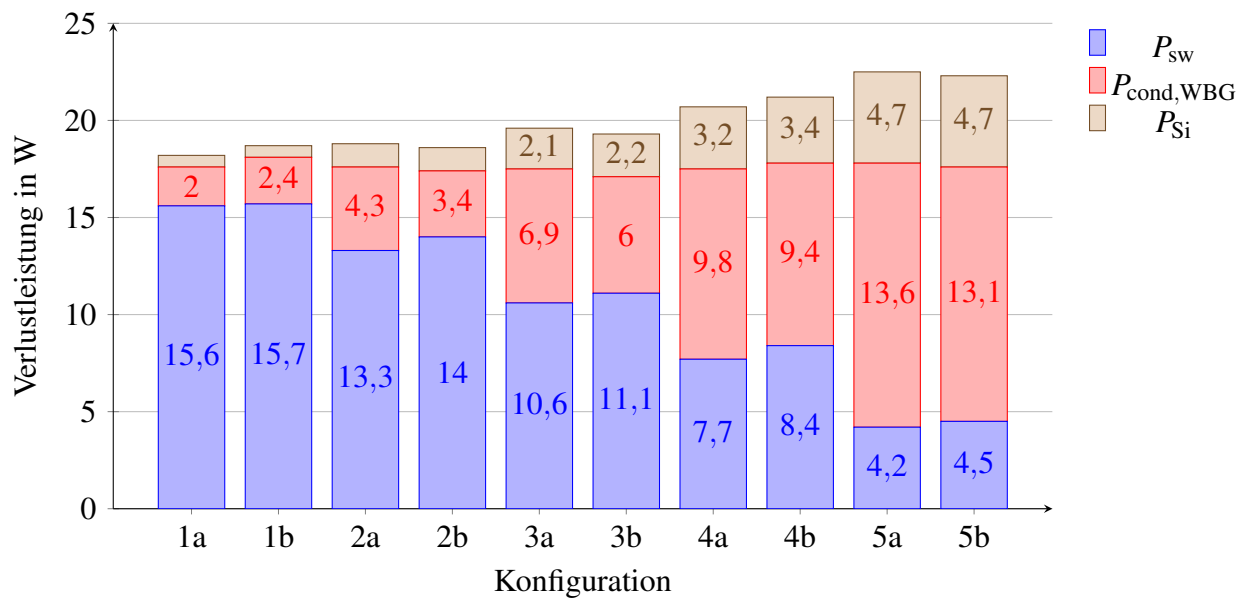
Verifikation der Modellergebnisse

Die Ergebnisse des Verlustmodells wurden durch den Vergleich mit Schaltungssimulationen verifiziert. Dafür kommen die Halbleiter zum Einsatz, die im nächsten Abschnitt vorgestellt werden. Es wurden fünf Konfigurationen mit unterschiedlichen Kombinationen von Eingangsleistung, Schaltfrequenz und Stromwelligkeit gewählt (Tabelle 2.3).

Die Verluste für alle Leistungshalbleiter sind nach Verlustart unterteilt in Abbildung 2.6 dargestellt. Die maximale Abweichung der Gesamtverluste zwischen analytischen Modell (a) und PLECS-Simulation (b) beträgt 2,7 %. Daher eignet sich das Modell zur Vorhersage der anfallenden Verlustleistung.

Tabelle 2.3: Konfigurationen für den Vergleich zwischen analytisch modellierten Verlusten und PLECS-Simulationsergebnissen

Parameter	Konfiguration				
	1	2	3	4	5
Eingangsleistung P_{Netz} in W	1000	1500	2000	2500	3000
Schaltfrequenz f_s in kHz	500	400	300	200	100
Stromwelligkeit k	1	0,5	0,5	0,1	0,1

**Abbildung 2.6:** Vergleich der Halbleiterverluste von analytischem Modell (a) und PLECS-Simulation (b) für fünf verschiedene Konfigurationen nach Tabelle 2.3

2.2.3.5 Wahl der Halbleiter

Da im nächsten Kapitel der thermische Pfad als Randbedingung für die Systemoptimierung spezifiziert wird, werden an dieser Stelle die eingesetzten Halbleiter begründet und vorgestellt. Das Gehäuse der Halbleiter bestimmt die Entwärmung wesentlich mit.

Die Eingrenzung und Wahl der Halbleiter erfolgte auf Grundlage der Kriterien

- Sperrspannung im Bereich von 600 V bis 900 V und
- geringer Kanalwiderstand.

Je nach Halbbrücke (WBG oder Silizium) werden weitere Kriterien angesetzt.

WBG-Halbbrücke

Zur Validierung der Ergebnisse fiel die Entscheidung auf SiC-Halbleiter für den Einsatz in der schnellschaltenden Halbbrücke.

Neben den oben genannten Kriterien ist bei den SiC-Halbleitern auch die Gehäusebauform entscheidend um von den WBG-Vorteilen zu profitieren. Einige Hersteller bieten die diskreten Halbleiter neben den klassischen Transistorgehäusen wie dem TO-247-3 in einem D2Pak-Gehäuse an. Das D2Pak-Gehäuse weist einen separaten Source-Anschluss für den Treiber auf, wodurch die Impedanz des Gate-Kreises reduziert wird. Die durch die Anschlüsse gebildeten Induktivitäten sind insgesamt geringer als bei den Durchsteckbauelementen wie im TO-247-3-Gehäuse.

Nach Evaluierung der auf dem Markt erhältlichen Modelle bzgl. der Eigenschaften Sperrspannung, Durchlasswiderstand und Gehäusebauform wurde für diese Arbeit der SiC-MOSFET vom Typ C3M0065090J des Herstellers Wolfspeed (900 V, 35 A, 65 m Ω , [30]) im bevorzugten D2Pak gewählt.

Si-Halbbrücke

Die Si-Halbbrücke lässt sich ohne Auswirkung auf die Funktionalität entweder mit Dioden oder mit MOSFETs betreiben. Da durch den Einsatz von MOSFETs im Vergleich zu Dioden geringere Durchlassverluste anfallen, was den Kühlaufwand reduziert, wird die Optimierung in dieser Arbeit mit Si-MOSFETs vorgenommen.

Bei der Wahl eines geeigneten Si-MOSFETs wurde ein besonders großes Augenmerk auf einen geringen Kanalwiderstand gelegt. Ein geringer Kanalwiderstand reduziert die in der Halbbrücke anfallenden Verluste, die hauptsächlich aus Durchlassverlusten bestehen.

Für die mit Netzfrequenz schaltende Si-Halbbrücke wurde nach Evaluierung möglicher Halbleiter der Si-MOSFET STY139N65M5 des Herstellers STMicroelectronics im 3-Pin-THT Max247-Gehäuse gewählt (650 V, 130 A, 17 m Ω [31]).

Die Unsymmetrie zwischen der Si- und der SiC-Halbbrücke bzgl. der Stromtragfähigkeit der gewählten Halbleiter ist dem Ziel geschuldet, die anfallenden Durchlassverluste in den Si-MOSFETs so gering wie möglich zu halten. Zum einen geht damit ein aus Systemsicht zu vernachlässigender Mehraufwand im Bauraum durch die größeren Gehäuse der Si-MOSFETs einher, dem außerdem die Reduzierung der Kühlkörpermaße zu Gute kommt. Zum anderen sind die Mehrkosten stromtragfähigerer Si-MOSFETs im Vergleich zu SiC-MOSFETs sehr gering.

3 Kühlkörperdimensionierung

Die in den leistungselektronischen Bauelementen anfallende Verlustwärme ist an die Umgebung abzuführen. Die Verlustwärme liegt für den vorliegenden Anwendungsbereich in einer Größenordnung, bei der das Entwärmungsvermögen der Bauelemente an die Umgebung unzureichend ist, um die von den Herstellern spezifizierten Sperrschichttemperaturen einzuhalten. Eine Verbesserung des Entwärmungsvermögens wird über eine Oberflächenvergrößerung erreicht, die durch Kühlkörper realisiert wird.

Kühlkörper können einen erheblichen Anteil des leistungselektronischen Systems ausmachen. So nimmt die Kühlung eines luftgekühlten DC-DC-Wandlers in [32] 26% der Masse und sogar 42% des Volumens ein. Die Autoren in [33] verdeutlichen das Potential der Verbesserung des Entwärmungsvermögens von Kühlkörpern durch die Optimierung des Designs. In diesem Kapitel werden Modelle zur Berechnung von Kühlkörpern erarbeitet, die eine solche Optimierung ermöglichen. Das Ziel der Optimierung ist ein Kühlkörper, der die Einhaltung der thermischen Randbedingungen garantiert und dabei ein minimales Volumen einnimmt.

Für diese Arbeit werden mögliche Kühlsysteme folgendermaßen kategorisiert:

- Luftkühlung durch natürliche Konvektion: Kühlkörper ohne zusätzliche Konvektionsunterstützung.
- Luftkühlung durch erzwungene Konvektion: am Kühlkörper wird ein Lüfter montiert, der die Konvektion unterstützt.
- Flüssigkeitsgekühlte Systeme: eine Kühlvorrichtung wird von einem flüssigen Kühlmedium durchflossen.

Weitere mögliche Kategorien sind „halb-aktive“ Kühlkörper, d.h. der Kühlkörper nutzt einen im System bereits vorhandenen Luftstrom, oder Kühlsysteme mit Phasenwechsel, auf die im Weiteren nicht eingegangen wird [34].

Unter den drei aufgezählten Varianten bietet das flüssigkeitsgekühlte System das mit Abstand größte Entwärmungsvermögen. Nachteile sind die Peripherie für den notwendigen Kühlkreislauf und die damit verbundenen hohen Kosten. Diese Variante wird gewählt, wenn die anfallenden Verluste ein hohes Entwärmungsvermögen fordern.

Die Vorteile der Luftkühlung durch natürliche oder erzwungene Konvektion liegen in den niedrigeren Kosten. Weiterhin entfällt die Notwendigkeit einer aufwändigen Kühlperipherie. Damit ermöglicht die Luftkühlung eine von anderen Systemen oder vorhandenen Kühlkreisläufen unabhängige Positionierung der Komponente, was beispielsweise für Anwendungen im Elektro- oder Hybridfahrzeug von entscheidendem Vorteil sein kann.

Nachteil einer Luftkühlung ist ein im Vergleich zur Flüssigkeitskühlung geringeres Entwärmungsvermögen bei identischer Größe der Kühlvorrichtung. Anders ausgedrückt wird für die Luftkühlung ein größerer Kühlkörper benötigt, um die identische Verlustwärme abführen zu können. An dieser Stelle soll die Optimierung des Kühlkörpers ansetzen, um

- für die Einhaltung der maximal zulässigen Sperrschichttemperaturen der Halbleiter zu sorgen und
- ein möglichst geringes Volumen des Kühlsystems zu realisieren.

Für eine Verlustleistung von etwa 10 bis 50 W kann die Entwärmung sowohl mittels natürlicher als auch erzwungener Konvektion erfolgen [34]. Um die für das Systemvolumen günstigste Kühlart zu identifizieren, werden im Folgenden beide Entwärmungsarten betrachtet.

Zur Entwicklung einer Optimierungsmethodik eignen sich die bei thermischen Problemstellungen häufig herangezogenen CFD-Simulationstools [35–37] wenig, da für jede Geometrie ein Modell zu erstellen und eine zeitaufwändige Simulation durchzuführen ist. Aus diesem Grund wird eine analytische Beschreibung des Kühlsystems gewählt. Damit gehen Einschränkungen bezüglich der geometrischen Komplexität der betrachteten Kühlkörper einher. Optimierte, analytisch handhabbare Finnenkühlkörper weisen gegenüber Kühlkörperstrukturen aufwendigerer Geometrien keine entscheidenden Nachteile auf [38]. Sowohl für natürliche als auch für erzwungene Konvektion wird daher die Anordnung eines Finnenkühlkörpers gewählt (Abbildung 3.1).

Der stationäre thermische Widerstand eines Kühlkörpers ist als

$$R_{\text{th,HS}} = \frac{\Delta T}{P_V} = \frac{T_{\text{Boden}} - T_{\text{Umg}}}{P_V}, \quad (3.1)$$

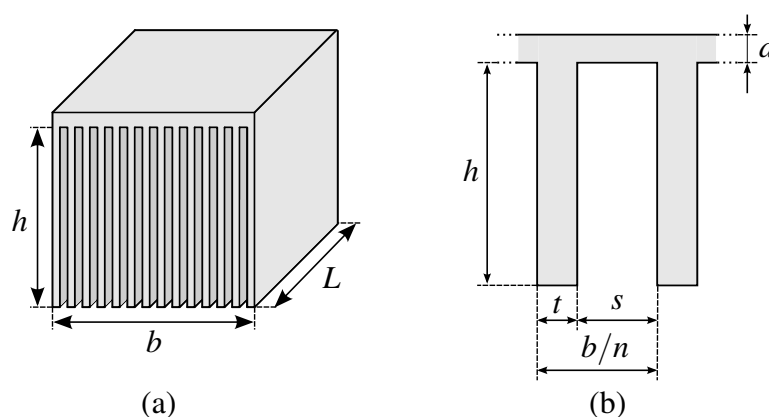


Abbildung 3.1: Beispielhafte Anordnung eines Kühlkörpers; (a) Kühlkörper der Breite b , Finnenhöhe h und Länge L mit n Kühlkanälen; (b) Kühlkanal der Breite s , Finnenbreite t , Bodenplattendicke d .

definiert. Dieser beschreibt die Temperaturerhöhung der Kühlkörperbodenplatte T_{Boden} gegenüber der Umgebungstemperatur (allgemein Kühlmitteltemperatur) T_{Umg} , wenn eine konstante Verlustleistung P_V auf einer definierten Fläche der Oberseite der Bodenplatte (Abbildung 3.1) eingepreßt wird und thermische Kapazitäten vernachlässigt werden, d.h. ein thermisch eingeschwungener Zustand vorliegt. Weitere Annahmen der thermischen Modellierung werden in Abhängigkeit der Art der Wärmeübertragung in den folgenden Abschnitten 3.1.1, 3.1.2, 3.1.3 und 3.2.1 getroffen.

3.1 Natürliche Konvektion

Natürliche Konvektion bietet im Vergleich zur erzwungenen Konvektion die Vorteile geringerer Kosten, erhöhter Zuverlässigkeit und geräuschlosen Betriebs [34], besitzt jedoch ein schlechteres Entwärmungsvermögen. Dieser Nachteil kann mit dem Einsatz von WBG-Halbleitern relativiert werden. Auf Grund der reduzierten Verlustleistung ist der Einsatz von Kühlsystemen basierend auf rein natürlicher Konvektion bis zu relativ hohen Nennleistungen (bis zu 40 kV A) möglich [32, 39–43].

In den folgenden Abschnitten werden die analytischen Modelle zur Berechnung von Kühlanordnungen für natürliche Konvektion vorgestellt, welche Teilmodelle für

- konvektiven und konduktiven Wärmetransport,
- Wärmestrahlung und
- Wärmespreizung in der Bodenplatte

beinhalten. Die Wärmeströme durch Konvektion, Konduktion (beides zusammengefasst in q_{nat}) und Wärmestrahlung ($q_{\text{HS,Strahlung}}$) beschreiben den gesamten Wärmestrom des Kühlkörpers bei natürlicher Konvektion $q_{\text{HS,nat}}$ mit

$$q_{\text{HS,nat}} = q_{\text{nat}} + q_{\text{HS,Strahlung}} \quad (3.2)$$

In dieser Arbeit erfolgt die Einprägung der Verlustleistung in den Kühlkörper durch diskrete Halbleiterbauelemente. Daher ist die vereinfachte Annahme einer über die Bodenplatte des Kühlkörpers gleichmäßigen Verlustleistungseinprägung nicht hinreichend genau. Unter Berücksichtigung einer Modellierung zur Wärmespreizung in der Bodenplatte erhöht sich der thermische Widerstand des Kühlkörpers nach

$$R_{\text{th,HS,nat}} = \frac{\Delta T}{q_{\text{HS,nat}}} + R_{\text{th,Spreizung}} \quad (3.3)$$

mit dem Beitrag durch Wärmespreizung $R_{\text{th,Spreizung}}$.

3.1.1 Konduktiver und konvektiver Wärmetransport

Unter konduktiver Wärmeleitung wird der Wärmefluss innerhalb eines Mediums auf Grund des vorhandenen Temperaturgradienten verstanden [33]. Übertragen auf den betrachteten Kühlkörper bedeutet das die Erwärmung des Kühlkörpers ausgehend von der Bodenplatte bis in die Spitze der Finnen (Abbildung 3.1).

Als Konvektion wird der Wärmetransport durch ortsveränderliche Medien bezeichnet. Bei einem Kühlkörper bedeutet das die Entwärmung des Kühlkörpermaterials über das Kühlmedium, was in diesem Fall Luft ist. Bei natürlicher Konvektion wird das Kühlmedium nicht durch den Einsatz von Lüftern oder ähnlichem beschleunigt.

Ein geeigneter Ansatz für die Modellierung der konvektiven und konduktiven Entwärmung von Kühlkörpern, der alle relevanten Formeln zusammenfasst, ist in [33] gegeben. Basierend auf empirischen Zusammenhängen nach Elenbaas wird der Wärmestrom der Finnen und der Finnenzwischenräume ermittelt. Die Modellierung beinhaltet folgende Annahmen:

- Auf Grundlage der sehr guten thermischen Leitfähigkeit λ_{HS} des Kühlkörpermaterials wird eine einheitliche Temperatur innerhalb der Finne angenommen. Signifikante Temperaturunterschiede im thermisch eingeschwungenen Zustand wären gleichbedeutend mit einem thermisch schlechten Ausnutzungsgrad des Kühlkörpers.
- Die „Finnenspitze“, d.h. die untere Fläche einer Finne der Abmaße $t \cdot L$ (Abbildung 3.1), ist thermisch isoliert, hier wird keine Wärme abgegeben.
- Die Kühlkörperbodenplatte weist eine einheitliche Temperatur auf.
- Die Oberseite der Bodenplatte ist thermisch isoliert, das heißt deren Wärmeabgabe wird vernachlässigt.

Der Wärmestrom durch natürliche Konvektion ist durch

$$q_{\text{nat}} = n_{\text{Finnen}} q_{\text{Finne}} + (n_{\text{Finnen}} - 1) q_s \quad (3.4)$$

gegeben, mit der Finnenanzahl n_{Finnen} , dem Wärmestrom ausgehend von einer einzelnen Finne q_{Finne} , sowie von der Fläche (der Breite s) zwischen zwei Finnen q_s . Die Wärmeabgabe einer Finne ist

$$q_{\text{Finne}} = \sqrt{2 \alpha_{\text{Finne}} \lambda_{\text{HS}} t L \Delta T} \tanh \left(\sqrt{\frac{2 \alpha_{\text{Finne}}}{\lambda_{\text{HS}} t}} h \right), \quad (3.5)$$

mit den geometrischen Parametern t , L und h entsprechend Abbildung 3.1, α_{Finne} als Wärmeübergangskoeffizient von isothermen Platten und λ_{HS} als thermische Leitfähigkeit des Kühlkörpermaterials. Elenbaas untersuchte natürliche Konvektion zwischen isothermen, parallelen und vertikalen Platten und ermittelte den mittleren Wärmeübergangskoeffizienten α_{Finne} nach

$$\alpha_{\text{Finne}} = \frac{\lambda_{\text{Luft}}}{s} \left(\frac{576}{El^2} + \frac{2,873}{El^{1/2}} \right)^{-1/2} \quad (3.6)$$

mit der Elenbaas-Zahl

$$El = \frac{\rho_{\text{Luft}}^2 \beta_{\text{Luft}} g c_{\text{Luft}}}{\nu_{\text{Luft,dyn}} \lambda_{\text{Luft}} L} s^4 \Delta T, \quad (3.7)$$

wobei g die Erdbeschleunigung, ρ_{Luft} , β_{Luft} , c_{Luft} , $\nu_{\text{Luft,dyn}}$ und λ_{Luft} die Dichte, der Ausdehnungskoeffizient, die spezifische Wärmekapazität, die dynamische Viskosität und die thermische Leitfähigkeit des Kühlmediums (Luft) beschreiben [44].

Die Wärmeabgabe der Fläche zwischen zwei Finnen entlang der Kanalbreite s (Abbildung 3.1)

$$q_s = \alpha_{\text{Boden}} A_s \Delta T = \alpha_{\text{Boden}} s L \Delta T, \quad (3.8)$$

mit dem Wärmeübergangskoeffizienten der Bodenplatte

$$\alpha_{\text{Boden}} = C \frac{\lambda_{\text{Luft}}}{L} Ra^{1/4}. \quad (3.9)$$

Die Rayleigh-Zahl Ra lautet

$$Ra = \frac{\rho_{\text{Luft}}^2 \beta_{\text{Luft}} g L^3 \Delta T c_{\text{Luft}}}{\nu_{\text{Luft,dyn}} \lambda_{\text{Luft}}} \quad (3.10)$$

und der empirische Parameter C wurde zu $C = 0,59$ gesetzt für den vorliegenden Fall von parallel angeordneten Finnen [33].

Die Konvektion der außenliegenden Finnenflächen wurde in Gleichung (3.4) berücksichtigt, indem die Konvektion identisch zu der der inneren Finnen angenommen wurde [33].

3.1.2 Wärmestrahlung

Oberflächen von Körpern einer Temperatur ungleich null Kelvin emittieren und absorbieren Energie durch Wärmestrahlung [45]. Die Wärmestrahlung leistet einen Beitrag zur Entwärmung des Kühlkörpers ohne dabei an ein Medium gebunden zu sein.

Der allgemeine Ausdruck für den Wärmestrom durch Strahlung $\epsilon_{\text{HS}} \sigma A (T_{\text{Boden}}^4 - T_{\text{Umg}}^4)$ mit dem Emissionsgrad des Kühlkörpermaterials ϵ_{HS} , der Boltzmannkonstanten σ und der Kühlfläche A berücksichtigt nicht die Form der Kühlkanäle. In [46] werden die bisher entwickelten Methoden zur Strahlungsberechnung [47, 48] zusammengefasst. Die entsprechenden Gleichungen können nur numerisch gelöst werden. Daher leiten die Autoren in [46] analytische Ausdrücke her, in denen mittels eines „Kanalfaktors“ die Geometrie der vorliegenden Kanäle berücksichtigt wird. Entsprechend [46] lautet der Wärmestrom durch Strahlung

$$q_{\text{Strahlung}} = (n_{\text{Finnen}} - 1) q_{\text{Strahlung,Kanal}} + [n_{\text{Finnen}} t (L + 2h) + n_{\text{Finnen}} 2hL + 2d(L + b)] \epsilon_{\text{HS}} \sigma (T_{\text{Boden}}^4 - T_{\text{Umg}}^4), \quad (3.11)$$

in der der erste Term die Strahlung aller Kühlkanäle beschreibt mit dem Wärmestrom des einzelnen Kanals $q_{\text{Strahlung,Kanal}}$ und der zweite Term den Wärmestrom der Kühlkörperaußenflächen beinhaltet. Der Wärmestrom durch Strahlung eines Kanals beträgt

$$q_{\text{Strahlung,Kanal}} = \frac{\sigma (s + 2h) L (T_{\text{Boden}}^4 - T_{\text{Umg}}^4)}{\frac{1 - \varepsilon_{\text{HS}}}{\varepsilon_{\text{HS}}} + \frac{1}{F_{\text{Kanal}}}}. \quad (3.12)$$

Zur Berechnung des Kanalfaktors F_{Kanal} wurde in [46] eine komplexe Folge von Gleichungen, sowie eine Näherung vorgeschlagen. Für diese Arbeit wurden beide Varianten implementiert. Im Folgenden wird sich auf die Näherung beschränkt, die

$$F_{\text{Kanal}} = 1 - \frac{2\bar{h} \left[(1 + \bar{L}^2)^{1/2} - 1 \right]}{2\bar{h}\bar{L} + (1 + \bar{L}^2)^{1/2} - 1} \quad (3.13)$$

lautet und die normierte Höhe $\bar{h} = h/s$ und die normierte Länge $\bar{L} = L/s$ des Kühlkörpers beinhaltet. Die exakten Gleichungen für den Kanalfaktor können [46] entnommen werden.

Verbesserung der Genauigkeit des berechneten Wärmestroms [46]

Mit den nun gegebenen Gleichungen stehen alle Größen zur Ermittlung des Wärmestroms nach Gleichung (3.11) zur Verfügung. Die Gleichung (3.11) hat den Nachteil, dass von einer einheitlichen Kühlkörpertemperatur T_{Boden} ausgegangen wird. Der folgende Ansatz nach [46] dient dazu die Genauigkeit des berechneten Wärmestroms zu verbessern.

Dazu wird der Wärmeübergangskoeffizient für Strahlung nach

$$\alpha_{\text{Strahlung}} = \frac{q_{\text{Strahlung}}}{A_{\text{HS}} (T_{\text{Boden}} - T_{\text{Umg}})} \quad (3.14)$$

definiert mit der gesamten Kühlkörperoberfläche

$$A_{\text{HS}} = (n_{\text{Finnen}} - 1) sL + n_{\text{Finnen}} [t(L + 2h) + 2hL] + 2d(b + L). \quad (3.15)$$

Für das weitere Vorgehen wird der sogenannte Wirkungsgrad einer Finne ([49], auch Rippenwirkungsgrad), eingeführt. Dieser Wirkungsgrad stellt das Verhältnis aus tatsächlich abgegebenem Wärmestrom zu einem idealen abgegebenen Wärmestrom dar. Dieser ideale Wärmestrom läge vor, wenn die Finne eine einheitliche Temperatur aufweisen würde, die der (einheitlichen) Bodenplattentemperatur entspricht [49]. Der Wirkungsgrad der Finne nach [46] lautet

$$\eta_{\text{Finne,Strahlung}} = \frac{\tanh \left[(h + t/2) \sqrt{2 \alpha_{\text{Strahlung}} (L + t) / (\lambda_{\text{HS}} Lt)} \right]}{(h + t/2) \sqrt{2 \alpha_{\text{Strahlung}} (L + t) / (\lambda_{\text{HS}} Lt)}}. \quad (3.16)$$

Mit diesem Wirkungsgrad der Finne und unter Berücksichtigung der Finnenoberfläche

$$A_{\text{Finne}} = 2(L + t)h + Lt \quad (3.17)$$

wird der Wirkungsgrad des Kühlkörpers unter Berücksichtigung aller Finnen

$$\eta_{\text{HS}} = 1 - \frac{n_{\text{Finnen}} A_{\text{Finne}}}{A_{\text{HS}}} (1 - \eta_{\text{Finne,Strahlung}}) \quad (3.18)$$

bestimmt.

Die verbesserte Berechnung des Wärmestromes durch Strahlung lautet

$$q_{\text{HS,Strahlung}} = \eta_{\text{HS}} A_{\text{HS}} \alpha_{\text{Strahlung}} (T_{\text{Boden}} - T_{\text{Umg}}). \quad (3.19)$$

Umsetzung der Berechnung

Da die Temperaturdifferenz ΔT bzw. T_{Boden} für die Gleichungen (3.5), (3.8) und (3.19) bekannt sein muss, werden das Entwärmungsvermögen q_{nat} und die Bodenplattentemperatur T_{Boden} iterativ bestimmt.

3.1.3 Wärmespreizung

Bei der Dimensionierung von Kühlkörpern für natürliche Konvektion sind im Allgemeinen größere Kühlkörperabmaße notwendig im Vergleich zur erzwungenen Konvektion. Damit geht einher, dass die Bodenplatte im Verhältnis zur Wärmequelle (den thermischen Pads der Halbleiter) sehr groß ist. Für eine solche Anordnung ist die Annahme einer flächig gleichmäßigen Wärmeeinprägung unzulässig, da hierbei lokale Überhitzungen unberücksichtigt bleiben.

In [50, 51] wurden für die Optimierung handhabbare analytische Beschreibungen des Effektes der thermischen Spreizung vorgenommen. Für die Berechnungen werden die folgenden Annahmen getroffen:

- Es liegt nur eine Wärmequelle auf der Kühlkörperbodenplatte vor.
- Die Wärmequelle befindet sich mittig auf der Bodenplatte.
- Die Bodenplatte wird gleichmäßig über die Finnen entwärmt.

In der Modellierung wird ein zusätzlicher Wärmewiderstand $R_{\text{th,Spreizung}}$ eingeführt, mittels dessen die maximal auftretende Temperatur auf der Kühlkörperbodenplatte berechnet werden kann. Zur Berechnung des Wärmewiderstands durch Wärmespreizung werden

- die Fläche der Wärmequelle $A_{\text{P,V}}$,
- die Fläche der Bodenplatte A_{Boden} ,
- die Dicke der Bodenplatte d ,
- die thermische Leitfähigkeit des Kühlkörpers λ_{HS} und
- der mittlere thermische Widerstand des Kühlkörpers (entspricht einer idealen Wärmespreizung bzw. $A_{\text{P,V}} = A_{\text{Boden}}$ und daher $R_{\text{th,kon}} \parallel R_{\text{th,Strahlung}}$)

benötigt. Der zusätzliche Wärmewiderstand nach [51] lautet

$$R_{\text{th,Spreizung}} = \frac{\sqrt{A_{\text{Boden}}} - \sqrt{A_{\text{P,V}}}}{\lambda_{\text{HS}} \sqrt{\pi A_{\text{Boden}} A_{\text{P,V}}}} \frac{\gamma \lambda_{\text{HS}} A_{\text{Boden}} (R_{\text{th,kon}} + R_{\text{th,Strahlung}}) + \tanh(\gamma d)}{1 + \gamma \lambda_{\text{HS}} A_{\text{Boden}} (R_{\text{th,kon}} + R_{\text{th,Strahlung}}) \tanh(\gamma d)}, \quad (3.20)$$

mit

$$\gamma = \frac{\pi^{3/2}}{\sqrt{A_{\text{Boden}}}} + \frac{1}{\sqrt{A_{\text{P,V}}}}. \quad (3.21)$$

Die Genauigkeit dieser Gleichungen wird in [51] mit 5% angegeben. Dies gilt unter der Annahme, dass das Seitenverhältnis von jeweils der Wärmequelle und der Bodenplatte kleiner als 2,5 ist.

Die Autoren in [50] untersuchten auch die Auswirkung der Position der Wärmequelle auf der Bodenplatte. Der zusätzliche thermische Widerstand wird durch eine Positionierung der Wärmequelle am seitlichen Rand bzw. in der äußeren Ecke der Bodenplatte um den Faktor $\sqrt{2}$ bzw. den Faktor 2 vergrößert. Bei einer Platzierung in weiten Bereichen um die Mitte der Bodenplatte ist der erhöhende Faktor minimal. Im Weiteren wird von einer etwa mittigen Platzierung der Wärmequellen auf der Bodenplatte ausgegangen, bzw. von ausreichend Abstand zum Rand des Kühlkörpers. Nach [50] ist diese Bedingung erfüllt, solange die Wärmequelle näher an der Mitte als an den Rändern der Bodenplatte platziert ist.

Mehrere Wärmequellen

Die vorige Modellierung unterliegt der Annahme nur einer Wärmequelle auf der Kühlkörperbodenplatte. Im Folgenden wird die Erweiterung der Modellierung auf mehrere Wärmequellen beschrieben (Abbildung 3.2).

Dazu wird der vorgestellte Ansatz verwendet um den Kühlkörper durch mehreren Teilkühlkörper zu modellieren. Der vorliegende Kühlkörper wird symmetrisch zu den Wärmequellen geteilt. Die damit vorliegenden Anordnungen werden identisch zur Modellierung mit einer Wärmequelle behandelt. Der mittlere thermische Widerstand der jeweiligen Teilanordnung ist entsprechend der anteiligen Bodenplattenfläche zu erhöhen. Die Vorgehensweise ist in Abbildung 3.2 dargestellt.

Vier Halbleiter sind über den Kühlkörper zu entwärmen. Den vorgeschlagenen Ansatz der Kühlkörperunterteilungen auf alle einzelnen Halbleiter anzuwenden ist ungeeignet, da die Halbleiter derselben Halbbrücke räumlich sehr dicht zueinander angeordnet sind. Die Annahme einer mittigen Platzierung auf der (Teil-) Bodenplatte wäre damit nicht erfüllt (vgl. Abbildung 3.2). Aus diesem Grund werden für die Modellierung der Wärmespreizung die beiden Halbleiter einer Halbbrücke zu einer Wärmequelle zusammengefasst. Es liegen daher zwei Wärmequellen vor. Die Fläche einer Wärmequelle ist die Summe beider Halbleiterkühlflächen. Diese wird mittig auf dem Teilkühlkörper modelliert. Der Abstand der Halbleiter einer Halbbrücke wird vernachlässigt.

Aus dieser Modellierung resultieren zwei durch Wärmespreizung erhöhte thermische Widerstände für die jeweiligen Kühlkörperhälften. Auf Basis des größeren dieser beiden thermischen

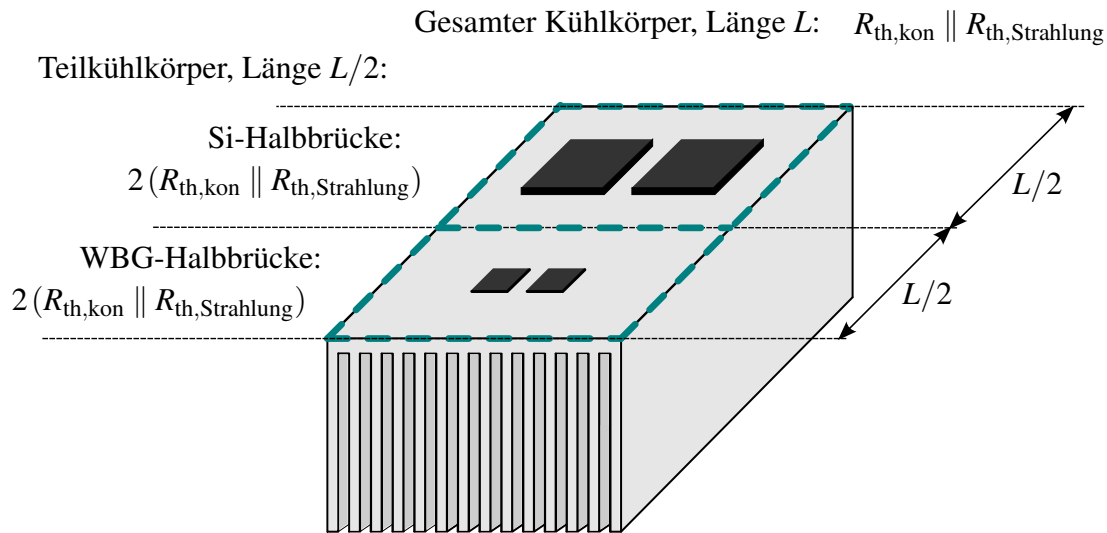


Abbildung 3.2: Beispielhafte Anordnung der Halbleiter auf einem Kühlkörper mit schematischer Verdeutlichung der Modellierung mehrerer Wärmequellen nach dem Ansatz in [51]: Der Kühlkörper wird in zwei identische Abschnitte geteilt, für die jeweils ein durch Wärmespreizung erhöhter thermischer Widerstand berechnet wird; nach Gleichung (3.20).

Widerstände wird vereinfacht ein gesamter thermischer Widerstand des Kühlkörpers bestimmt. Mit Hilfe des im Abschnitt 3.3 vorgestellten thermischen Netzwerkes kann die Einhaltung der maximal zulässigen Temperaturen überprüft werden.

Die Entscheidung auf die Halbierung des Kühlkörpers (Abbildung 3.2) fiel mit dem Hintergrund die Komplexität der gesamten thermischen Modellierung nicht signifikant zu steigern, sondern die Wärmespreizung in die bis dahin bestehende Modellierungsmethodik zu integrieren. Da sich die Verluste in den Halbbrücken erheblich unterscheiden können, wäre eine ungleiche Aufteilung des Kühlkörpers für diese Modellierung sinnvoll. So könnte beispielsweise ein iterativer Ansatz verfolgt werden, um den kälteren Abschnitt des Kühlkörpers schrittweise zu verkleinern.

3.1.4 Entwurfsablauf

Im Folgenden wird die Anwendung der thermischen Modelle für natürliche Konvektion sowie der Optimierungsprozess erläutert. Die Vorgabe der Halbleiterflächen und deren Anordnung (für die Wärmespreizung), sowie der minimalen Bodenplattenfläche in Form von b_{min} , L_{min} und der maximal zulässige thermische Widerstand des Kühlkörpers $R_{th,max}$ bilden die Randbedingungen für die thermische Dimensionierung (Abbildung 3.3).

Die minimale Bodenplattenfläche ergibt sich aus der Anordnung der Leistungshalbleiter. Diese ist für alle betrachteten Gehäusevarianten zu ermitteln. Die Bestimmung des maximal zulässigen thermischen Widerstands $R_{th,max}$ ist in Abschnitt 3.3 dargelegt.

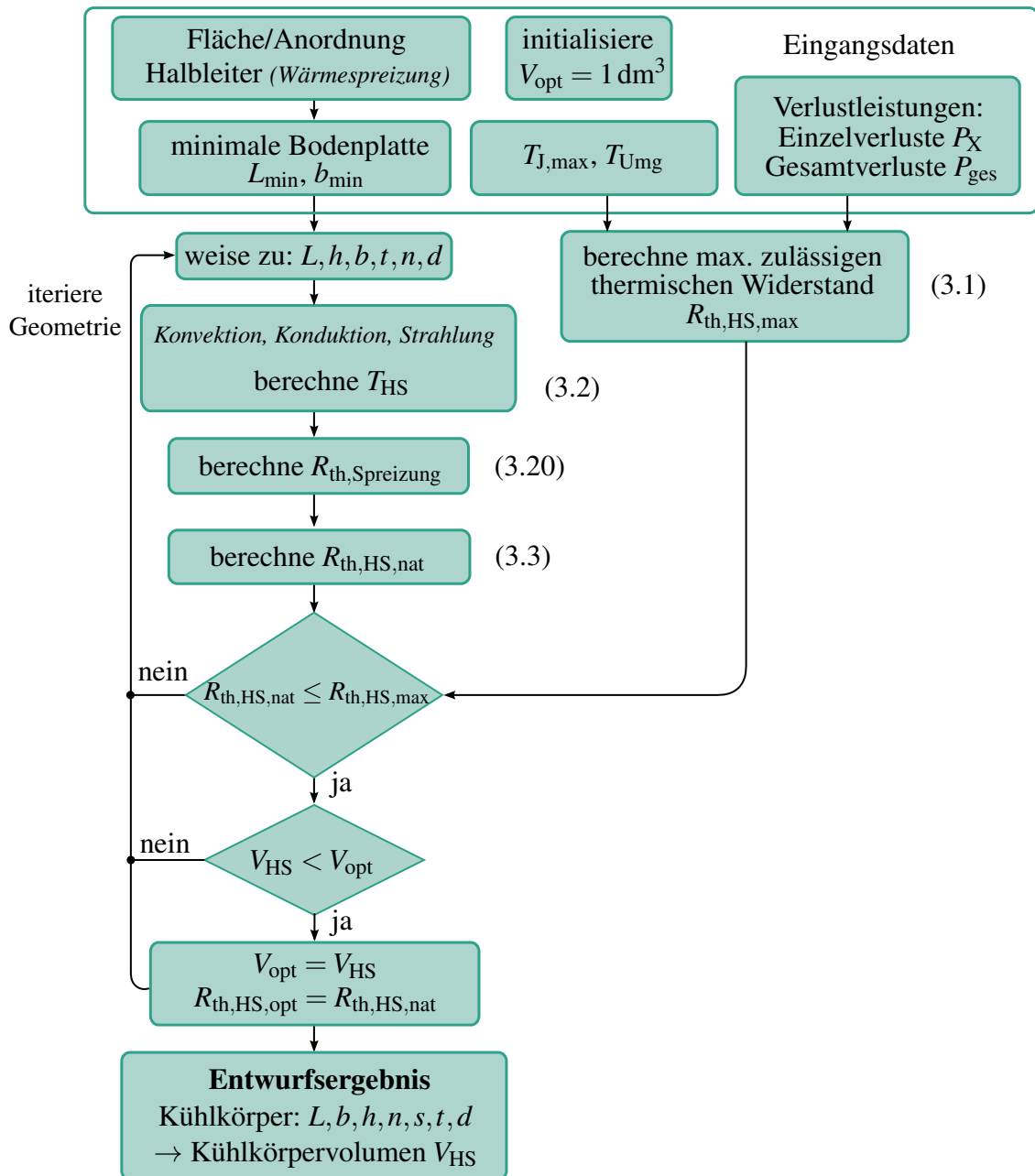


Abbildung 3.3: Ablauf der Entwurfsmethodik für Kühlsysteme natürlicher Konvektion minimalen Volumens nach [52].

Durch Parametervariation der Kühlkörpermaße L , h , b , der Finnenbreite t , der Finnenanzahl n_{Finnen} und der Kühlkörperbodenplattendicke d wird für alle Varianten die Kühlkörpertemperatur berechnet, die sich auf Grundlage der Modelle zur Konvektion, Konduktion und Strahlung einstellt. Daraus wird der resultierende thermische Widerstand $R_{\text{th,kon}} \parallel R_{\text{th,Strahlung}}$ bestimmt. Jeder Variante kann ein Kühlkörpervolumen V_{HS} zugeordnet werden. Durch Ermittlung des Einflusses der Wärmespreizung ($R_{\text{th,Spreizung}}$) wird der endgültige thermische Wider-

stand $R_{th,HS,nat}$ jeder Variante errechnet. Unter allen Varianten, die die Anforderung an den thermischen Widerstand erfüllen ($R_{th,HS,nat} \leq R_{th,HS,max}$), wird diejenige minimalen (optimalen) Volumens V_{opt} identifiziert. Der Kühlkörper minimalen Volumens stellt das Entwurfsergebnis dar.

Die verwendeten Werte der Stoffeigenschaften des Kühlmediums Luft und des Kühlkörpermaterials Aluminium werden im Anhang A.1 erläutert und diskutiert.

3.2 Erzwungene Konvektion

Unter erzwungener Konvektion wird der Wärmetransport vom Kühlkörper auf das umgebende Kühlmedium verstanden, wobei das Kühlmedium durch eine entsprechende Einrichtung beschleunigt wird. Im betrachteten Fall der Luftkühlung werden Lüfter vorgesehen, die die Strömungsgeschwindigkeit erhöhen.

Im Vergleich zur natürlichen Konvektion weist die erzwungene Konvektion ein prinzipbedingt größeres Entwärmungsvermögen auf. Hingegen verursacht der eingesetzte Lüfter deutlich höhere Kosten des Kühlsystems und schränkt auf Grund der beweglichen Teile die Zuverlässigkeit ein [34].

Eine für die Integration in die Gesamtoptimierung geeignete Kühlkörpermodellierung für erzwungene Konvektion wurde in [53] vorgestellt, die der Gewichtsoptimierung von Kühlsystemen in leistungselektronischen Anwendungen dient. Die analytische Methodik wird in dieser Arbeit angewendet, um volumenoptimierte Kühlsysteme für erzwungene Konvektion zu berechnen. Die Modellierung gilt für eine Kühlsystemanordnung nach Abbildung 3.4.

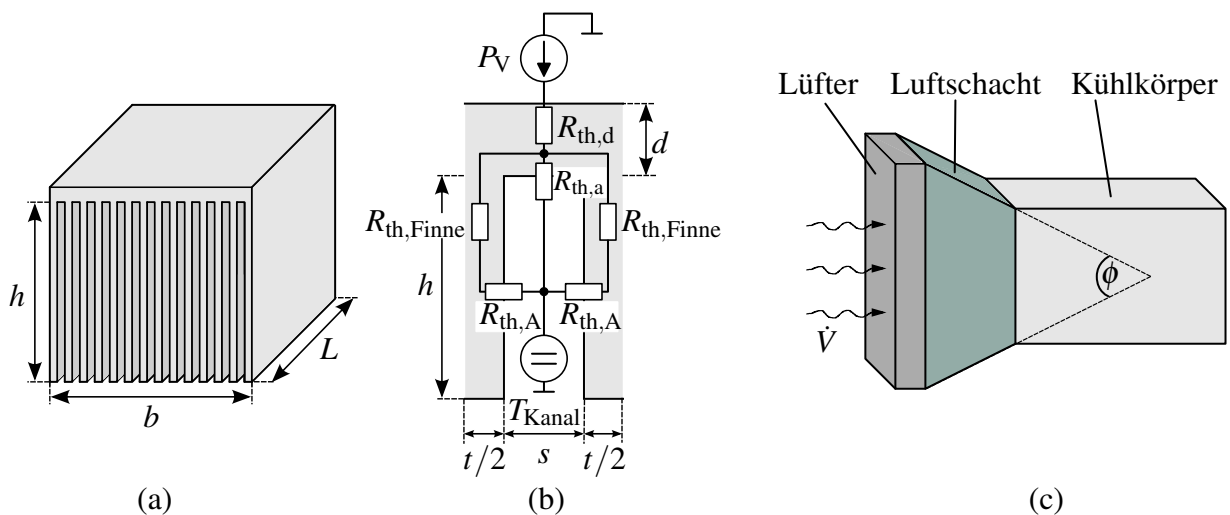


Abbildung 3.4: Kühlung durch erzwungene Konvektion: (a) Finnenkühlkörper, (b) thermisches Netzwerk des Kühlkanals für die thermische Modellierung, (c) Kühlanordnung bestehend aus Lüfter, Luftschacht und Kühlkörper; (nach [53])

Der Kühlkörper, ein Finnenkühlkörper wie bei der natürlichen Konvektion, wird um einen Lüfter ergänzt, der für eine Luftströmung vom Kühlkörpereinlass zum -auslass sorgt. Als Besonderheit im Vergleich zu in der Vergangenheit vorgestellten Kühlkörpermodellierungen für leistungselektronische Anwendungen (z.B. [54, 55]), befindet sich zwischen dem Lüfter und dem Kühlkörper ein Zwischenstück, das im weiteren Luftschacht genannt wird. Dieser Luftschacht findet Berücksichtigung in der Modellierung und bietet folgende Vorteile:

- Der vom Lüfter generierte Luftstrom weist unmittelbar nach dem Austritt aus dem Lüfter keine gleichmäßige Verteilung über der Lüfterquerschnittsfläche auf. Das liegt v.a. darin begründet, dass im Bereich der Rotorlagerung keine Luft in Bewegung versetzt wird. Für die Länge des folgenden Luftschachts kann sich der Luftstrom homogenisieren. Da für die strömungsmechanische Modellierung derselbe Luftstrom in allen Kühlkörperkanälen angenommen wird, unterstützt der Luftschacht die Gültigkeit dieser Annahme. Weiterhin wurden in [53] Beispiele erbracht, woraus sich eine thermische Verbesserung des Kühlsystems ergibt, die auf die Existenz des Luftschachtes zurückzuführen ist.
- Wie in Abbildung 3.4 ersichtlich, kann der Luftschacht eine Querschnittsverkleinerung aufweisen und damit eine unterschiedliche Höhe von Lüfter und Kühlkörper ermöglichen. Insbesondere dieser Aspekt weist einen großen Vorteil für ein im Volumen zu optimierendes Kühlsystem auf. Durch die unabhängige Wahl von Lüftermaßen (die betrachteten Axiallüfter besitzen einen quadratischen Querschnitt) und Kühlkörperhöhe entsteht ein zusätzlicher Freiheitsgrad. In den Untersuchungen dieser Arbeit wird deutlich, dass eine unabhängige Kühlkörperhöhe zu deutlich kleineren Kühlsystemvolumina führt. Die Breiten von Lüfter und Kühlkörper sind in dieser Arbeit identisch, d.h. der Luftschacht weist eine konstante Breite b auf.

Im Vergleich zur natürlichen Konvektion beinhaltet die Problembeschreibung der erzwungenen Konvektion neben Wärmeleitung im Kühlkörpermaterial und Konvektion auch strömungsmechanische Vorgänge, die von der Charakteristik des eingesetzten Lüfters abhängen. Für eine definierte Kühlkörpergeometrie kann der Druckabfall zwischen Kühlkörpereinlass und -auslass $\Delta p_{\text{ges}}(\dot{V})$ in Abhängigkeit des auftretenden Volumenstromes \dot{V} berechnet werden. Ein Lüfter weist eine Betriebskennlinie auf, in der der Druckabfall $\Delta p_{\text{Lüfter}}(\dot{V})$ als Funktion des Volumenstromes \dot{V} gegeben ist. Für eine Kombination von Kühlkörper und Lüfter stellt sich der Betriebspunkt dort ein, wo sich die charakteristischen Kennlinien beider Komponenten treffen, bei

$$\Delta p_{\text{Lüfter}}(\dot{V}) = \Delta p_{\text{ges}}(\dot{V}). \quad (3.22)$$

Der in diesem Betriebspunkt vorliegende Volumenstrom bestimmt den thermischen Widerstand des Kühlsystems (bestehend aus Kühlkörper und Lüfter). Die Berechnung dieses thermischen Widerstandes für beliebige Kühlkörpergeometrien (von Finnenkühlkörpern) mit unterschiedlichen Lüftern ist das Ziel der thermischen Modellierung. Die folgenden Beschreibungen der erzwungenen Konvektion gliedern sich in

- thermische Modellierung zur Bestimmung des volumenstromabhängigen thermischen Widerstandes eines Kühlkörpers und
- strömungsmechanische Modellierung zur Charakterisierung des Lüfters, um den sich einstellenden Volumenstrom zu ermitteln.

Die folgenden Darlegungen fassen die Modelle basierend auf [53, 56] zusammen.

3.2.1 Thermische Modellierung

Die thermische Modellierung erzwungener Konvektion unterliegt den folgenden Annahmen:

- Der Effekt der Wärmestrahlung wird vernachlässigt. Die Entwärmung durch Strahlung spielt auf Grund des höheren Entwärmungsvermögens durch erzwungene Konvektion eine untergeordnete Rolle.
- Die Verlustleistung der Leistungshalbleiter wird flächig gleichmäßig in die Kühlkörperbodenplatte eingepägt.
- Auf Grundlage der hohen thermischen Leitfähigkeit des eingesetzten Kühlkörpermaterials wird eine homogene Temperaturverteilung innerhalb der Finne angenommen.
- Es wird eine laminare Strömung vorausgesetzt. Bei einer für die Anwendung typischen Kühlkörpergeometrie findet der Übergang von laminarer zu turbulenter Strömung erst bei Kühlkanallängen von mindestens 650 mm statt [53]. In der untersuchten Leistungs-kategorie werden Kühlkörpermaße angestrebt, die deutlich kleiner sind.

Eine Kühlkörperanordnung nach Abbildung 3.4 a kann auf Grund der vorliegenden Symmetrie durch eine Zusammensetzung aus Kühlkanalsegmenten abgebildet werden (Abbildung 3.4 b). Auf Grundlage des zugehörigen thermischen Ersatznetzwerkes [53] berechnet sich der thermische Widerstand eines Kühlkörpers mit n_{Finnen} nach

$$R_{\text{th,erzw}} = R_{\text{th},d} + \frac{1}{n_{\text{Finnen}}} \frac{(R_{\text{th,Finne}} + R_{\text{th,A}}) R_{\text{th,a}}}{R_{\text{th,Finne}} + R_{\text{th,A}} + 2R_{\text{th,a}}} = R_{\text{th},d} + R_{\text{th,conv}}. \quad (3.23)$$

Bei Annahme einer flächig gleichmäßigen Einprägung der Verlustleistung in die Kühlkörperbodenplatte $A_{\text{Boden}} = bL$ berechnet sich der thermische Widerstand der Kühlkörperbodenplatte nach

$$R_{\text{th},d} = \frac{d}{A_{\text{Boden}} \lambda_{\text{HS}}} \quad (3.24)$$

Nach [57, 58] lässt sich der Einfluss der Finnen ($R_{\text{th,Finne}}$, $R_{\text{th,A}}$, $R_{\text{th,a}}$) durch Abhängigkeiten des Volumenstromes und der Geometrie zu

$$R_{\text{th,conv}} = \left[\rho_{\text{Luft}} c_{\text{Luft}} \dot{V} \left(1 - e^{-\frac{\alpha A_{\text{eff}}}{\rho_{\text{Luft}} c_{\text{Luft}} \dot{V}}} \right) \right]^{-1} \quad (3.25)$$

zusammenfassen. Die für die Konvektion effektiv wirksame Oberfläche A_{eff} lautet nach [59]

$$A_{\text{eff}} = (n_{\text{Finnen}} - 1) (2h \eta_{\text{Finne}} + s) L \quad (3.26)$$

wobei der Wirkungsgrad der Finne η_{Finne} mit

$$\eta_{\text{Finne}} = \frac{\tanh\left(\sqrt{\frac{2\alpha(t+L)}{\lambda_{\text{HS}} t L}} h\right)}{\sqrt{\frac{2\alpha(t+L)}{\lambda_{\text{HS}} t L}} h} \quad (3.27)$$

gegeben ist. Der mittlere Wärmeübergangskoeffizient α erfordert die Berechnung der Nusselt-Zahl. Die Nusselt-Zahl beschreibt das Verhältnis der Wärmeströme von konvektiver zu konduktiver Entwärmung [57]. Eine für den Finnenkühlkörper mit Luftschacht gültige analytische Beschreibung der Nusselt-Zahl ist nach [60]

$$\text{Nu}_{\sqrt{A}} = \left[\left(\frac{C_4 f(\text{Pr})}{\sqrt{z^*}} \right)^m + \left(\left[C_1 \left(\frac{f \text{Re}_{\sqrt{A}}}{8\sqrt{\pi} \varepsilon \gamma} \right) \right]^5 + \left[C_2 C_3 \left(\frac{f \text{Re}_{\sqrt{A}}}{z^*} \right)^{1/3} \right]^5 \right)^{m/5} \right]^{1/m} \quad (3.28)$$

Die erforderlichen dimensionslosen Koeffizienten $C_1, C_2, C_3, C_4, \gamma$, sowie die dimensionslosen Größen $f(\text{Pr}), f \text{Re}_{\sqrt{A}}, z^*, \varepsilon$ und m werden im weiteren beschrieben [60].

Die Funktion $f(\text{Pr})$ lässt sich mittels

$$f(\text{Pr}) = \frac{0.564}{\left(1 + \left(1.664 \text{Pr}^{1/6} \right)^{9/2} \right)^{2/9}} \quad (3.29)$$

beschreiben, wobei die Prandtl-Zahl Pr eine dimensionslose Kennzahl von Fluiden ist. Die Prandtl-Zahl beschreibt das Verhältnis der kinematischen Viskosität zur Temperaturleitfähigkeit.

Die Parameter C_1 und C_3 lauten

$$C_1 = 3,24 \quad \text{und} \quad C_3 = 0,409. \quad (3.30)$$

Zur Bestimmung der mittleren Nusselt-Zahl (auf Grund der abnehmenden Strömungsgeschwindigkeit in der Grenzschicht der Finnen entlang des Kühlkörperkanals, ist die Nusselt-Zahl nicht konstant) sind für die Parameter C_2 und C_4

$$C_2 = 3/2 \quad \text{und} \quad C_4 = 2. \quad (3.31)$$

anzuwenden. Mit dem Formfaktor γ

$$\gamma = -3/10 \quad (3.32)$$

wird die rechteckige Form des Luftschachtes berücksichtigt und der Mischparameter m lautet

$$m = 2,27 + 1,65 \text{Pr}^{1/3}. \quad (3.33)$$

Für den vorliegenden Finnenkühlkörper lauten die Formfaktoren

$$z^* = \frac{L(n_{\text{Finnen}} - 1) v_{\text{Luft,kin}}}{\text{Pr} \dot{V}} \quad (3.34)$$

und

$$\varepsilon = \begin{cases} s/h & \text{für } s \leq h \\ h/s & \text{für } s > h. \end{cases} \quad (3.35)$$

Das Produkt aus Reibungszahl und Reynolds-Zahl in Form der Funktion

$$f\text{Re}_{\sqrt{A}} = \left(\frac{11,8336 \dot{V}}{L(n_{\text{Finnen}} - 1) v_{\text{Luft,kin}}} + \left(f\text{Re}_{\sqrt{A},fd} \right)^2 \right)^{1/2} \quad \text{mit} \quad (3.36)$$

$$f\text{Re}_{\sqrt{A},fd} = \frac{12}{\sqrt{\varepsilon}(1 + \varepsilon) \left[1 - \frac{192}{\pi^5} \varepsilon \tanh\left(\frac{\pi}{2\varepsilon}\right) \right]} \quad (3.37)$$

beschreibt den Zusammenhang zwischen der Grenzschichtgeschwindigkeit und dem Massenstrom [61]. Mit den Gleichungen 3.28 bis 3.37 kann der Wärmeübergangskoeffizient durch

$$\alpha = \frac{\text{Nu}_{\sqrt{A}} \lambda_{\text{Luft}}}{d_h} \quad (3.38)$$

mit dem Kanalfaktor d_h und der Kanalbreite s

$$d_h = \frac{2sh}{s+h} \quad \text{und} \quad s = \frac{b - (n_{\text{Finnen}})t}{(n_{\text{Finnen}} - 1)} \quad (3.39)$$

beschrieben werden. Mit Hilfe der vorangegangenen Zusammenhängen ermöglicht die Gleichung (3.23) die Berechnung des thermischen Widerstandes des Kühlkörpers als Funktion der Kühlkörpergeometrie und des Volumenstroms \dot{V} .

3.2.2 Strömungsmechanische Modellierung

Die strömungsdynamische Modellierung wird benötigt, um den sich einstellenden Volumenstrom \dot{V} des Lüfters zu berechnen, der für die Bestimmung des thermischen Widerstandes des Kühlkörpers mit der Gleichung (3.23) erforderlich ist. Die Modellierung unterliegt folgenden Annahmen:

- Es liegt eine laminare Strömung vor (Abschnitt 3.2.1).
- Der Luftstrom beim Eintritt in den Kühlkörper ist homogen.
- Der Volumenstrom ist konstant entlang der Kühlkörperlänge (Abdeckung der Finnen in Abbildung 3.4)

Um aus der charakteristischen Druck-Volumenstrom-Kennlinie des Lüfters den sich einstellenden Arbeitspunkt zu bestimmen, ist der Druckabfall der Kühlsystemanordnung $\Delta p_{\text{ges}}(\dot{V})$

zu ermitteln. Dieser gesamte Druckabfall setzt sich zusammen aus dem statischem Druckabfall durch Luftreibung des Kühlkörpers $\Delta p_{\text{HS}}(\dot{V})$ und des Luftschachts $\Delta p_{\text{Schacht}}(\dot{V})$, sowie dem Beschleunigungsdruckabfall durch Erwärmung der durchströmenden Luft $\Delta p_{\text{Beschl}}(\dot{V})$

$$\Delta p_{\text{ges}}(\dot{V}) = \Delta p_{\text{HS}}(\dot{V}) + \Delta p_{\text{Schacht}}(\dot{V}) + \Delta p_{\text{Beschl}}(\dot{V}) \quad (3.40)$$

Der Druckabfall des Kühlkörpers

$$\Delta p_{\text{HS}}(\dot{V}) = \left(f_{\text{app}}(\dot{V}) \frac{L}{d_h} + K_{\text{sc}} + K_{\text{se}} \right) \frac{\rho}{2} \bar{U}_{\text{HS}}^2(\dot{V}) \quad (3.41)$$

beinhaltet die wirksame (engl. „apparent“, app) Reibungszahl für viskose Strömung in Kanälen beliebigen Querschnitts nach [61]

$$f_{\text{app}}(\dot{V}) = \frac{f \text{Re}_{\sqrt{A}}(\dot{V})}{\text{Re}_{\sqrt{A}}(\dot{V})} = \frac{(n_{\text{Finnen}} - 1) v_{\text{Luft,kin}} \sqrt{hs}}{\dot{V}} f \text{Re}_{\sqrt{A}}(\dot{V}), \quad (3.42)$$

sowie die Reibungszahlen für die Querschnittsverengung (engl. „sudden contraction“, sc) am Einlass des Lüfters

$$K_{\text{sc}} = 0,42 \left(1 - \left(1 - \frac{n_{\text{Finnen}} t}{b} \right)^2 \right) \quad (3.43)$$

und die Querschnittsaufweitung (engl. „sudden expansion“, se) am Auslass des Lüfters

$$K_{\text{se}} = \left(1 - \left(1 - \frac{n_{\text{Finnen}} t}{b} \right)^2 \right)^2. \quad (3.44)$$

Die mittlere Strömungsgeschwindigkeit \bar{U}_{HS} wird in Abhängigkeit des Volumenstromes \dot{V} ausgedrückt durch

$$\bar{U}_{\text{HS}} = \frac{\dot{V}}{(n_{\text{Finnen}} - 1) s h}. \quad (3.45)$$

Der Druckabfall des Luftschachtes

$$\Delta p_{\text{Schacht}}(\dot{V}) = \left(f_{\text{app,Schacht}}(\dot{V}) \frac{L_{\text{Schacht}}}{\bar{d}_{h,\text{Schacht}}} \left(\frac{\dot{V}}{b \frac{b+h}{2}} \right)^2 + K_{\text{venturi}} \left(\frac{\dot{V}}{bh} \right)^2 \right) \frac{\rho}{2} \quad (3.46)$$

setzt sich zusammen aus der wirksamen Reibungszahl

$$f_{\text{app,Schacht}}(\dot{V}) = \frac{v_{\text{Luft,kin}} \sqrt{b(b+h)}}{\sqrt{2} \dot{V}} \left(\frac{11,8336 \dot{V}}{L_{\text{Schacht}} v_{\text{Luft,kin}}} + \left(f \text{Re}_{\sqrt{A},fd} \right)^2 \right)^{1/2} \quad (3.47)$$

für den mittleren hydraulischen Schachtdurchmesser

$$\bar{d}_{h,\text{Schacht}} = \frac{2b(b+h)}{3b+h}, \quad (3.48)$$

mit der Schachtlänge

$$L_{\text{Schacht}} = \frac{b-h}{2 \tan(\phi)}. \quad (3.49)$$

Der Formfaktor für den Luftschacht lautet

$$\varepsilon_{\text{Schacht}} = \frac{b+h}{2h}. \quad (3.50)$$

Die Reibungszahl unter Berücksichtigung der Querschnittsverkleinerung im Luftschacht für Luftschachtwinkel $0 \leq \phi \leq 40^\circ$ beträgt

$$K_{\text{venturi}} \approx 0,2. \quad (3.51)$$

Der Druckabfall durch Beschleunigung im Luftschacht und im Kühlkörper wird mittels

$$\Delta p_{\text{Beschl}}(\dot{V}) = \left(\frac{1}{((n_{\text{Finnen}} - 1)sh)^2} - \frac{1}{b^4} \right) \frac{\rho}{2} \dot{V}^2 \quad (3.52)$$

bestimmt.

In [53,56] sind ausführliche Vergleiche der vorgestellten analytischen Modellierung mit FEM-Ergebnissen dargelegt. Dort konnten das thermische Modell und das strömungsmechanische Modell unabhängig voneinander bewertet werden. Die Untersuchungen belegen die Gültigkeit der Modellierung. Weiterhin wurden in [53,56] die analytischen Berechnungen durch Messergebnisse validiert. In dieser Arbeit durchgeführte Messreihen zur experimentellen Validierung folgen in Abschnitt 3.4.

3.2.3 Entwurfsablauf

Im Folgenden werden die Anwendung der thermischen und der strömungsmechanischen Modelle sowie der Optimierungsprozess erläutert (Abbildung 3.5).

Die Vorgabe der minimalen Bodenplattenfläche in Form von b_{\min} , L_{\min} und der maximal zulässige thermische Widerstand des Kühlkörpers $R_{\text{th,max}}$ bilden die Randbedingungen für die thermische Dimensionierung .

Die minimale Bodenplattenfläche ergibt sich aus der Anordnung der Leistungshalbleiter. Diese ist für alle betrachteten Gehäusevarianten zu ermitteln. Die notwendige Breite b_{\min} legt zugleich die minimale Lüfterbreite fest, L_{\min} die minimale Kühlkörperlänge. Die Bestimmung des maximal zulässigen thermischen Widerstands $R_{\text{th,max}}$ ist in Abschnitt 3.3 dargelegt.

Durch Parametervariation der Kühlkörpermaße L , b , h , der Finnenanzahl n_{Finnen} und der Finnenbreite t , wird unter Berücksichtigung der geometrischen Randbedingungen (Abschnitt A.1.2) für alle Varianten der volumenstromabhängige Druckabfall $p_{\text{ges}}(\dot{V})$ bestimmt. Die Dicke der Bodenplatte d wurde nicht iteriert bzw. optimiert. Hierfür wurde auf Erfahrungswerte aus der Literatur zurückgegriffen und eine Bodenplattendicke $d = 3 \text{ mm}$ gewählt [53]. Mit der Druck-Volumenstrom-Charakteristik aus dem Datenblatt der betrachteten Lüfter der minimalen Breite

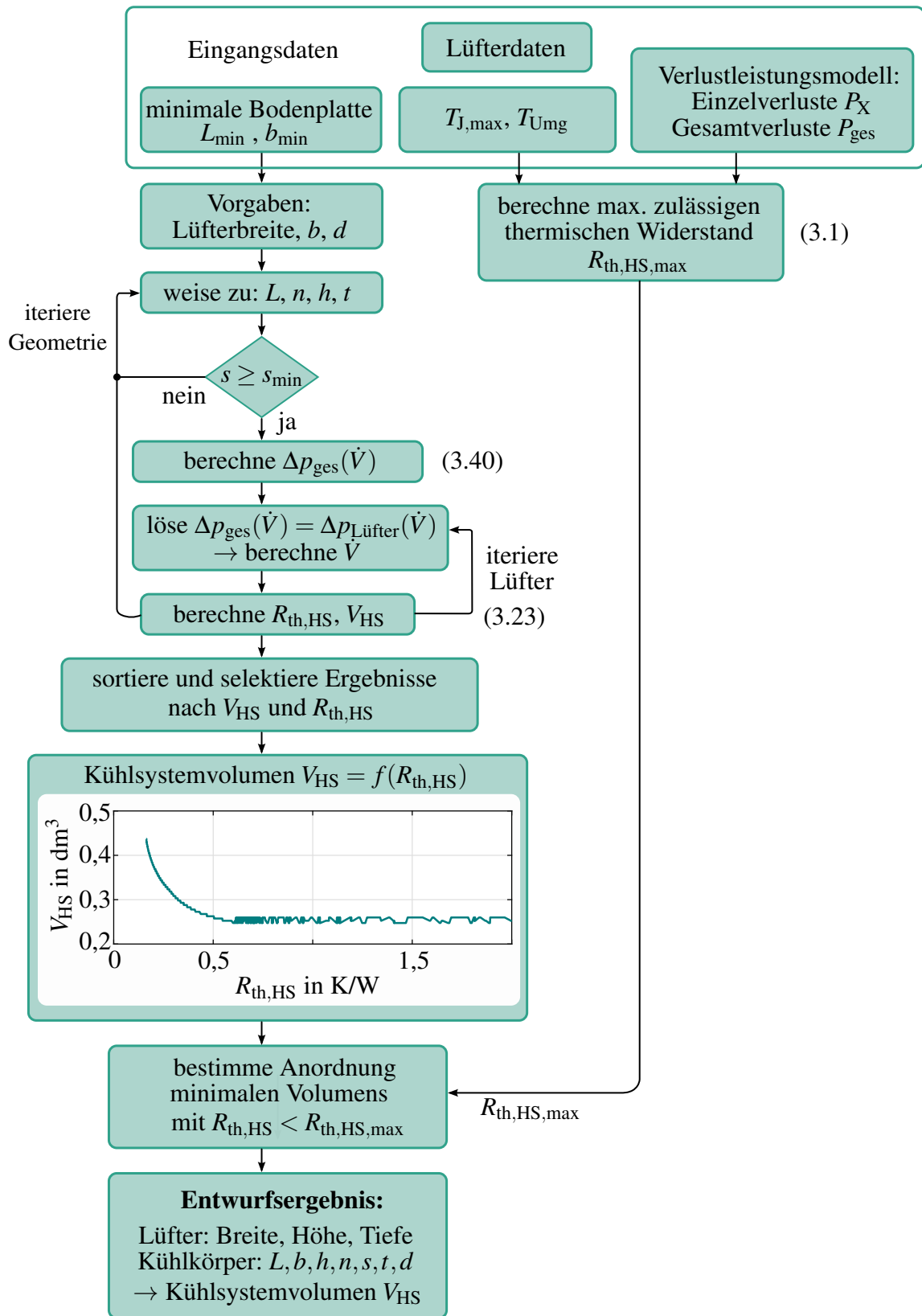


Abbildung 3.5: Ablauf der Entwurfsmethodik für Kühlsysteme erzwungene Konvektion minimalen Volumens nach [53].

b_{\min} (Abschnitt A.1.3), wird der Druckabfall der Anordnung berechnet (Gleichung (3.22)). In der dafür vorliegenden Datenbank sind Lüfter unterschiedlicher Breiten hinterlegt, die je nach Kühlanforderung gewählt werden. Innerhalb einer Kategorie der Lüfterbreite stehen mehrere Lüftermodelle zur Verfügung, die sich in ihrer Charakteristik unterscheiden.

Für jede Kühlkörper-Lüfter-Kombination wird der Volumenstrom ermittelt. Mit diesem wird der thermische Widerstand der Anordnung nach Gleichung (3.23) bestimmt. Unter den Anordnungen, für die $R_{\text{th}} \leq R_{\text{th,max}}$ gilt, stellt das Kühlsystem mit dem geringsten Volumen die optimierte Lösung dar.

Die für beide Konvektionsarten verwendeten Werte der Stoffeigenschaften des Kühlmediums Luft und des Kühlkörpermaterials Aluminium sind im Anhang A.1 erläutert und diskutiert.

3.3 Thermisches Netzwerk

Alle Schalter werden als diskrete Leistungshalbleiter realisiert. Diese weisen Kühlflächen in Richtung der Leiterplatte auf (Abbildung 3.6). Die in den Leistungshalbleitern entstehenden Verluste sind durch die Leiterplatte hindurch abzuführen. An der Unterseite der Leiterplatte wird ein Kühlkörper angebracht. Zwischen Leiterplatte und Kühlkörper ist ein Wärmeübergangsmaterial vorzusehen. Dieses soll die Leistungshalbleiter elektrisch voneinander isolieren und Unebenheiten des Übergangs ausgleichen.

Mit Hilfe eines thermischen Netzwerkes wird der gesamte Wärmepfad abgebildet, von jedem Leistungshalbleiter zum Kühlkörper, um daraus den maximal zulässigen thermischen Widerstand des Kühlkörpers zu ermitteln (Abbildung 3.7). Die in der Sperrschicht des Halbleiters generierten Verlustleistungen $P_{V,T1,WBG}$ und $P_{V,T2,WBG}$ für die schnellschaltende Halbbrücke sowie $P_{V,T1,Si}$ und $P_{V,T2,Si}$ für die mit Netzfrequenz kommutierende Halbbrücke, gelangen über den thermischen Widerstand des Gehäuses $R_{\text{th,J-C,I}}$ bzw. $R_{\text{th,J-C,II}}$, den thermischen Widerstand der Leiterplatte $R_{\text{th,PCB}}$ und den thermischen Widerstand des thermisch leitfähigen, elektrisch isolierenden Wärmeleitmaterials (engl. „thermal interface material“, TIM) $R_{\text{th,TIM}}$

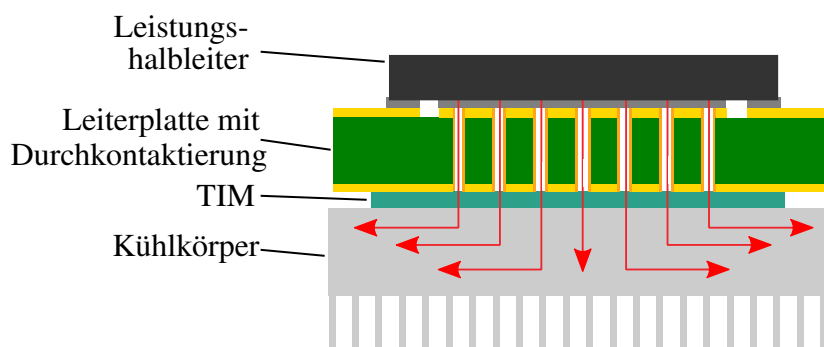


Abbildung 3.6: Prinzipdarstellung der thermischen Anbindung eines Leistungshalbleiters: die Verlustleistung wird durch die Leiterplatte und das Wärmeübergangsmaterial (engl. „thermal interface material“, TIM) an den Kühlkörper geleitet.

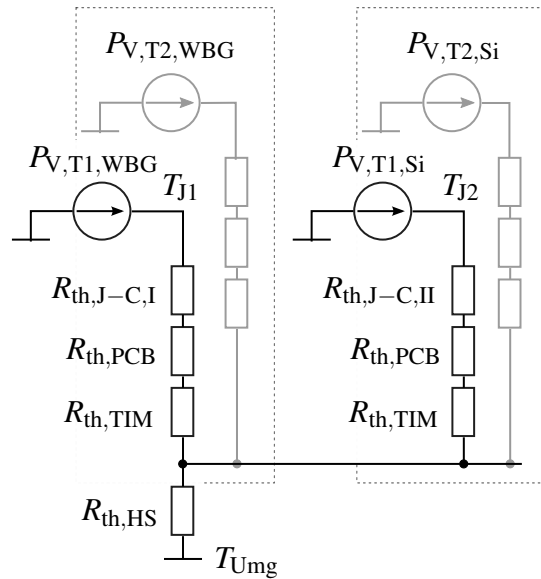


Abbildung 3.7: Thermisches Netzwerk: Die in den Halbleitern generierte Verlustleistung wird über das Gehäuse ($R_{th,J-C}$), die Leiterplatte ($R_{th,PCB}$) und das Wärmeleitmaterial ($R_{th,TIM}$) an den gemeinsamen Kühlkörper abgegeben.

zur Bodenplatte des Kühlkörpers. Nach diesem Widerstand führen alle Wärmepfade auf den Kühlkörper, wo eine einheitliche Temperatur angenommen wird.

Aus dem thermischen Netzwerk wird die Anforderung an den Kühlkörper abgeleitet. Zu diesem Zweck wird einer der beiden unterschiedlichen Wärmepfade in Abbildung 3.7 als thermisch kritischster Wärmepfad identifiziert. Der kritischste Wärmepfad ist der, der in Folge der im Halbleiter generierten Verlustleistung P_X ($P_{V,T1,Si}/P_{V,T2,Si}$ oder $P_{V,T1,WBG}/P_{V,T2,WBG}$) und dem zugehörigen Wärmepfad ($R_{th,J-C,X} + R_{th,PCB,X} + R_{th,TIM,X}$) zum größten Temperaturhub zwischen der Sperrschicht und der Umgebung führt. Aus diesem wird die thermische Randbedingung für die Kühlkörperdimensionierung gewonnen.

Die Kühlkörperanforderung lässt sich aus dem Wärmepfad mittels

$$R_{th,HS} \leq \frac{T_{J,max} - T_{Umg} - \max \{ (R_{th,J-C,X} + R_{th,PCB,X} + R_{th,TIM,X}) P_X \}}{P_{ges}}, \quad (3.53)$$

bestimmen. Die max-Funktion ermittelt den thermischen kritischsten Wärmepfad und ist Resultat einer hohen Verlustleistung, die über einen schlechten Wärmepfad abgeführt werden muss.

3.3.1 Thermischer Widerstand der Leiterplatte

Eine typische Leiterplatte besteht je nach Anzahl der Kupferlagen und deren Dicke zu ca. 80 bis 95 % aus dem Trägermaterial FR-4 (Annahme: zwei oder vier Lagen, Lagendicken von

35 μm oder 70 μm , Leiterplattendicke 1,55 mm). Dieses weist eine spezifische thermische Leitfähigkeit von ca. 0,3 W/(m K) auf und verursacht daher einen unzulässig großen thermischen Widerstand im Wärmepfad [62, 63]. Zur Reduzierung des thermischen Widerstandes werden in der Leiterplatte, im Bereich unterhalb der Halbleiterkühlfläche, Durchkontaktierungen vorgesehen. Diese sogenannten thermischen Vias sind mit Kupfer beschichtete Bohrungen, deren thermischer Widerstand nach

$$R_{\text{th,Via}} = \frac{L_{\text{Via}}}{\lambda_{\text{Kupfer}} A_{\text{Via}}} \quad (3.54)$$

berechnet wird. Die Länge des thermisches Vias L_{Via} entspricht der Leiterplattendicke. Die Fläche A_{Via} repräsentiert den Kupferring

$$A_{\text{Via}} = \pi (b_{\text{Via}} + d_{\text{Via}}) b_{\text{Via}} \quad (3.55)$$

mit der Breite des Kupferringes b_{Via} und dem Kupferringinnendurchmesser d_{Via} (Abbildung 3.8a). Hierbei entspricht b_{Via} der Dicke der aufgetragenen Kupferschicht. Der Kupferringinnendurchmesser d_{Via} ergibt sich aus dem Bohrungsdurchmesser abzüglich der Kupferschicht, d.h. $d_{\text{Via}} = d_{\text{Bohrung}} - 2b_{\text{Via}}$. Das Via ist mit Luft gefüllt, was für die Berechnung vernachlässigt werden kann [63].

Eine Anordnung aus mehreren identischen Vias der Anzahl n_{Vias} verringert den thermischen Widerstand zu

$$R_{\text{th,Vias}} = \frac{R_{\text{th,Via}}}{n_{\text{Vias}}} \quad (3.56)$$

Nach den Gleichungen (3.54), (3.55) und (3.56) kann der thermische Widerstand der Leiterplatte verringert werden durch

- eine geringe Leiterplattendicke (L_{Via}),

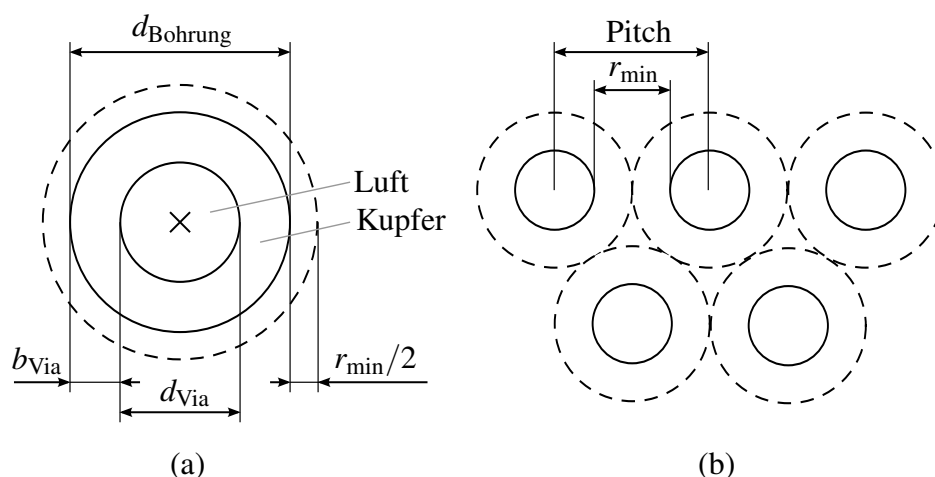


Abbildung 3.8: Thermische Vias: (a) Abmaße eines thermischen Vias der Länge L_{Via} und (b) versetzte Anordnung der Vias unter Berücksichtigung des Mindestabstands zwischen benachbarten Bohrungen r_{min} .

- einen breiten Kupferring b_{Via} ,
- eine große Anzahl an Vias und,
- aus dem vorigen Punkt folgend, eine dichte Anordnung der Vias, damit möglichst viele Vias unter der begrenzten Kühlfläche der Leistungshalbleiter platziert werden können.

Der Durchmesser wird so klein wie möglich gewählt, um möglichst viele Vias unterbringen zu können. Der minimale Durchmesser wird vom Leiterplattenhersteller vorgegeben und hängt vom akzeptierten Aufpreis für Sondermaße ab. In dieser Arbeit wird vom kleinstmöglichen Durchmesser ausgegangen, für den kein Aufpreis anfällt ($d_{\text{Via}} = 0,2 \text{ mm}$ bei Multi Leiterplatten GmbH). Um so viele Vias wie möglich unterhalb der Kühlfläche der Leistungshalbleiter zu platzieren, werden die Reihen der Vias versetzt angeordnet (Abbildung 3.8b).

Weiterhin ist anzumerken, dass kleinstmögliche Durchmesser zu empfehlen sind, da somit das Durchfließen des Lötzinns durch die Vias eingeschränkt wird [63]. Thermisch bringen mit Lötzinn gefüllte Vias zwar Vorteile, jedoch besteht die Gefahr, dass die auf dem Lötpad verbleibende Menge Lötzinn nicht ausreicht, um für eine gute Verbindung zu sorgen. Damit entsteht eine schlechtere thermische Anbindung des Leistungshalbleiters zur Leiterplatte. Eine durch Lötzinn unebene Leiterplattenunterseite erschwert die thermische Anbindung an den Kühlkörper. Der Einfluss des Lötzinns auf den thermischen Pfad wird hier vernachlässigt (sowohl in den Vias, als auch zwischen Gehäuse und Leiterplatte).

Der Kupferring wird mit $b_{\text{Via}} = 25 \mu\text{m}$ angenommen (Multi Leiterplatten GmbH) und ist daher nicht veränderlich.

Weiterhin wird der Abstand der Vias zueinander auf das Minimum gesetzt. Der minimal zulässige Abstand wird vom Leiterplattenhersteller vorgegeben und beträgt $r_{\text{min}} = 0,25 \text{ mm}$ zwischen den Bohrungsaußenkanten benachbarter Vias (Multi Leiterplatten GmbH). Dieser Wert ist unabhängig vom gewählten Viadurchmesser und dem Restring.

Mit dem daraus folgenden thermischen Widerstand des einzelnen Vias und der platzierbaren Anzahl n_{vias} unterhalb der verschiedenen Gehäusen kann der thermische Widerstand der Via-Anordnung für jeden Leistungshalbleiter ermittelt werden (Tabelle 3.1). Im Design werden auch außerhalb der Kühlfläche thermische Vias gesetzt. Diese werden in der Berechnung nicht berücksichtigt und unterstützen die Entwärmung durch Wärmespreizung.

3.3.2 Thermischer Widerstand Wärmeleitmaterial

Zwischen Leiterplatte und Kühlkörper wird ein sogenanntes thermisches Interface-Material (engl. „thermal interface material“, TIM), auch Wärmeleitmaterial, vorgesehen, welches die folgenden Aufgaben erfüllt:

- Das Material gleicht Unebenheiten zwischen Leiterplatte und Kühlkörper aus und sorgt damit für einen definierten Wärmeübergang ohne Lufteinschlüsse.
- Da alle Leistungshalbleiter über denselben Kühlkörper entwärmt werden, isoliert das Material die Halbbrücken, sowie den Kühlkörper, elektrisch voneinander.

Tabelle 3.1: Parameter zur Charakterisierung thermischen Vias: einzelnes Via und eine Anordnung von n_{Vias} Vias für die jeweiligen Gehäuse der betrachteten Leistungshalbleiter SiC- und Si-MOSFETs

Größe	Einheit	Wert	
L_{Via}	mm	1,5	
b_{Via}	μm	25	
d_{Via}	μm	300	
A_{Via}	mm^2	0,0255	
d_{Bohrung}	μm	350	
r_{min}	μm	350	
Pitch	μm	650	
$R_{\text{th,Via}}$	K/W	212,2	
		SiC-MOSFET	Si-MOSFET
n_{Vias}		255	601
$R_{\text{th,PCB}}$	K/W	0,58	0,24

Damit soll das Wärmeleitmaterial

- einen möglichst niedrigen thermischen Widerstand aufweisen,
- elektrisch isolierend und
- für Versuchsaufbauten handhabbar sein.

Die Tabelle 3.2 fasst mögliche Wärmeleitmaterialien zusammen. Flüssige Wärmeleitmaterialien bzw. Pasten wurden nicht mit aufgenommen, da diese keine elektrische Isolation bieten.

Tabelle 3.2: Übersicht verschiedener Kategorien von Wärmeleitmaterialien (außer flüssige und pastenförmige Materialien, die keine elektrische Isolation bieten)

Kategorie	Montage	Wärmeleitpaste erforderlich
Pads, Folien, Phasenwechselmaterial	Verschraubung	nein
keramische Materialien	Verschraubung	ja
selbstklebende Folien oder Pads	klebend	nein

Selbstklebende Wärmeleitmaterialien benötigen keine Verschraubung, was konstruktive und fertigungstechnische Vorteile bieten kann. Für diese Arbeit, zur Errichtung eines Versuchsaufbaus, ist ein einfaches Ersetzen von Komponenten (z.B. Leistungshalbleitern) notwendig. Eine klebende Verbindung zum Kühlkörper ist nachteilig, da die Klebverbindung schwer lös- und wiederherstellbar ist. Daher wird diese Art des Wärmeleitmaterials hier nicht gewählt.

Feste Werkstoffe wie keramische Materialien weisen sehr gute Wärmeleiteigenschaften auf. Ein Nachteil dieser Werkstoffgruppe ist, dass sie auf Grund ihrer harten Oberfläche keine Unebenheiten ausgleichen können. Daher wird zusätzlich auf beiden Seiten der Keramik Wärmeleitpaste benötigt. Die Schichtdicke manuell aufgetragener Wärmeleitpaste ist schwierig zu bestimmen und führt somit zu einem Wärmepfad mit einem höheren thermischen Widerstand.

Wärmeleitmaterialien, welche Verschraubungen, aber keine Wärmeleitpaste erfordern, sind in Form von Pads (häufig „Gap Pads“ oder Silikonpads), Folien und Phasenwechselmaterialien erhältlich. Diese haben den Vorteil, dass sie auch gröbere Unebenheiten der Oberflächen ausgleichen können, wie sie z.B. auf Grund des durch Vias fließende Lötzinns auftreten können.

Daher wird in dieser Arbeit ein Wärmeleitpad eingesetzt und es werden Verschraubungen zur mechanischen Verbindung von Leiterplatte und Kühlkörper vorgesehen. Es wird ein Silikonpad des Herstellers Henkel/BERGQUIST verwendet (Sil-Pad 2000 [64]), welches eine spezifische Wärmeleitfähigkeit von $3,5 \text{ W}/(\text{m K})$ aufweist.

Die thermischen Widerstände des Wärmepfades sind in der Tabelle 3.3 zusammengefasst.

Tabelle 3.3: Charakterisierung des Wärmepfades von der Sperrschicht bis zum Beginn des Kühlkörpers für SiC- und Si-MOSFETs

Wärmeübergang		SiC-MOSFET	Si-MOSFET	Einheit		
Sperrschicht	Gehäuse	$R_{\text{th},J-C,I}$	1,10	$R_{\text{th},J-C,II}$	0,20	K/W
Gehäuse	PCB	$R_{\text{th},PCB}$	0,58	$R_{\text{th},PCB}$	0,24	K/W
PCB	TIM	$R_{\text{th},TIM}$	3,17	$R_{\text{th},TIM}$	0,51	K/W

3.4 Validierung der thermischen Modelle

Die theoretischen Ergebnisse, bei natürlicher und erzwungener Konvektion, wurden durch Experimente bezüglich ihrer Validität überprüft. Im Folgenden wird der Versuchsaufbau dargestellt und die ermittelten Ergebnisse diskutiert.

3.4.1 Versuchsaufbau

Als Kühlkörper diente das Modell KTE 1 von Fischer Elektronik (Abbildung 3.9a, Tabelle 3.4a). Damit die validierenden Messungen für natürliche und erzwungene Konvektion mit demselben Kühlkörper vorgenommen werden können, wurden folgende Anpassungen am Kühlkörper vorgenommen (Tabelle 3.4b):

- Für die Montage von Axiallüftern mit quadratischem Querschnitt: Herstellen einer quadratischen Fläche für Luftzufuhr und -abfuhr, das heißt die Breite des Kühlkörpers wurde verringert ($b = h$).

Tabelle 3.4: Geometrie des eingesetzten Kühlkörpers (a) im Originalzustand [65] und (b) nach der mechanischen Bearbeitung (Abbildung 3.1)

Größe	(a)	(b)	Einheit
	Kühlkörper KTE 1 Originalzustand [65]	Kühlkörper nach mechanischer Bearbeitung	
L	100,0	100,0	mm
b	100,0	50,0	mm
h	50,0	50,0	mm
s	2,2	7,4	mm
t	0,8	0,8	mm
d	8,0	8,0	mm
n	32,0	7,0	

- Um ein ausreichendes Entwärmungsvermögen des Kühlkörpers bei natürlicher Konvektion sicherzustellen, wurde die Kanalbreite s des Kühlkörpers vergrößert, indem Finnen entfernt wurden.

Zur Vereinfachung des Versuchsaufbaus für die thermische Validierung wird die abzuführende Verlustleistung durch drei Widerstände (Ohmite, TGHG Series, $0,1 \Omega$) eingepreßt. Diese sind mittels Schraubverbindungen auf dem Kühlkörper angebracht (Abbildung 3.9a). Die zur Ermittlung der eingepreßten Leistung notwendigen Spannungsmessungen wurden an jedem der drei Widerstände vorgenommen, um Spannungsabfälle an Zuleitungen, Verbindungen und Kontaktstellen zu eliminieren.

Für ausreichenden Platz zur Luftansaugung und -abgabe vor und hinter den Kühlkörperkanälen wird der Kühlkörper an einem Aufnehmer montiert (Abbildung 3.9b). Dieser ist thermisch

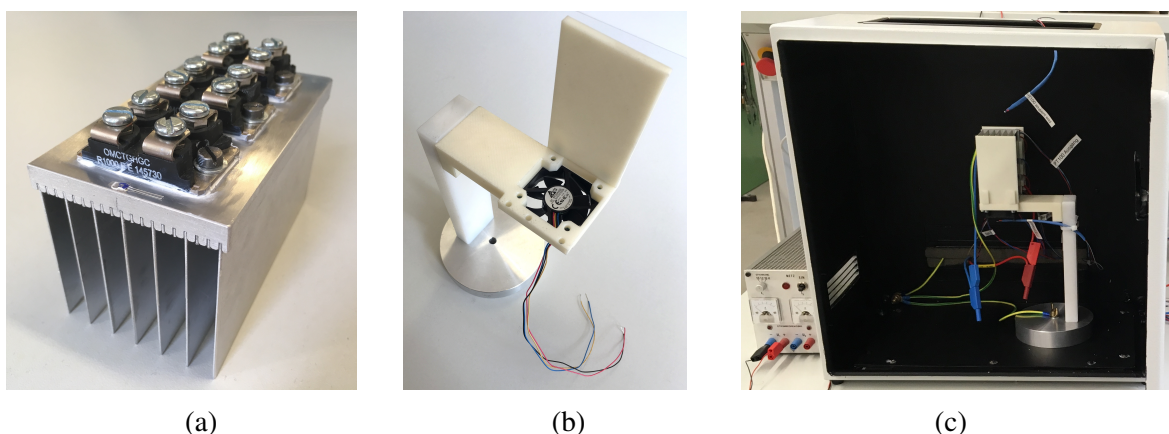


Abbildung 3.9: Versuchsaufbau zur Validierung natürlicher und erzwungener Konvektion: (a) Kühlkörper mit wärmeeinprägenden Widerständen und Pt100-Temperaturmesswiderstand, (b) thermisch isolierender Aufnehmer für den Kühlkörper und (c) installierter Kühlkörper in der Messkammer

isolierend ausgeführt, um die thermische Masse des Kühlsystem nicht zu verfälschen. Für die Messversuche zur erzwungenen Konvektion wurde an diesem Aufnehmer ein Lüfter der Breite 50 mm befestigt.

Die Temperaturen wurden mittels Pt100-Temperaturmesswiderständen erfasst. Der Messwiderstand zur Erfassung der Kühlkörpertemperatur befindet sich lufteintrittsseitig neben den wärmeeinprägenden Widerständen (Abbildung 3.9a). Die Umgebungstemperatur wird durch die Zulufttemperatur abgebildet, welche durch einen weiteren Messwiderstand erfasst wird. Dieser befindet sich unmittelbar vor der Eintrittsfläche des Kühlkörpers bzw. des Lüfters.

Um reproduzierbare Messungen zu gewährleisten wurde das Kühlsystem in einer Messkammer platziert, die für definierte Zu- und Abluft sorgt (Abbildung 3.9c). Der Vorteil der Messkammer ist ein weitestgehend von äußeren Faktoren, wie z.B. Luftzügen durch geöffnete Fenster oder Türen, abgeschirmter Raum. Ein definierter Luftaustausch wird durch Lüftungsschlitze sichergestellt. Die abgeführte Wärme kann durch ein an der Oberseite der Messkammer vorgesehenes Fenster entweichen. Über alle durchgeführten Messreihen lag die Zulufttemperatur des Kühlkörpers maximal 5 K oberhalb der Raumtemperatur. Die Messkammer erzeugt daher keinen Wärmestau.

Die Verlustleistung der Widerstände wurde von einer Stromquelle (Heinzinger, GEN 60-55) bereitgestellt. Die Auswertung der Temperatur der Pt100-Messwiderstände, sowie die Ansteuerung der Stromquelle erfolgte automatisiert (National Instruments, cDAQ-9172, Module NI 9215 und NI 9217) unter Verwendung der Software LabVIEW (Version 2015).

3.4.2 Messergebnisse

Die Messungen für natürliche und erzwungene Konvektion werden im thermisch stationären Zustand in Abhängigkeit der eingepprägten Verlustleistung aufgenommen. Zur Auswertung werden die Temperaturdifferenz zwischen Kühlkörperbodenplatte und Umgebung $\Delta T = T_{\text{Boden}} - T_{\text{Umg}}$ und der daraus errechenbare thermische Widerstand des Kühlkörpers $R_{\text{th,HS}}$ dargestellt.

3.4.2.1 Natürliche Konvektion

Bei der natürlichen Konvektion sind die gemessenen Temperaturen geringer als die analytisch bestimmten Temperaturen (Abbildung 3.10).

Um in den Vergleich zwischen analytischem Modell und Messungen die Messabweichungen einfließen zu lassen, eignet sich die Darstellung in Form des thermischen Widerstands, da sowohl die gemessenen Temperaturen, als auch die gemessene Verlustleistung Messabweichungen unterliegen (Abbildung 3.11).

Die zulässigen Messabweichungen sind in Form von oberen und unteren Fehlergrenzen gegeben. Diese Fehlergrenzen resultieren aus der Fehlerfortpflanzung unter Berücksichtigung der vom Hersteller garantierten maximalen Messabweichung (Abschnitt 3.4.3).

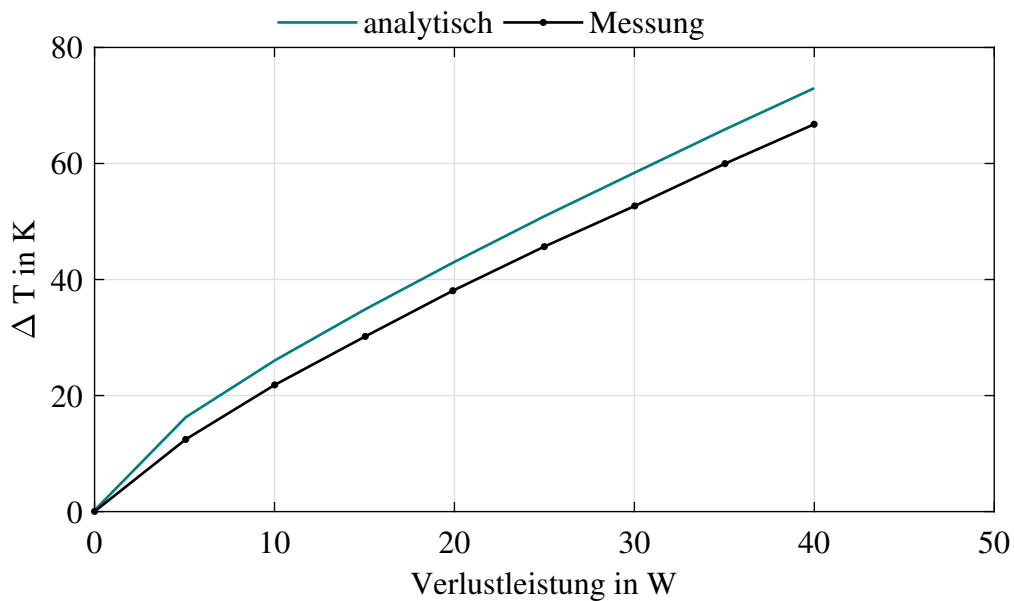


Abbildung 3.10: Gemessene Temperaturdifferenz $\Delta T = T_{\text{Boden}} - T_{\text{Umg}}$ für natürliche Konvektion. Die analytische Modellierung sagt eine um 8 bis 16% höhere Temperatur im Vergleich zur Messung voraus.

Die obere Fehlergrenze verläuft nahe an den Ergebnissen der analytischen Modellrechnung. Die Abweichung zwischen analytischem Modell und den Ablesewerten liegt zwischen 8 und 16%. Die Abweichung liegt in einer für thermische Modellierungen zufriedenstellenden Größenordnung. Weiterhin garantiert die Modellierung eine thermisch valide Dimensionierung des

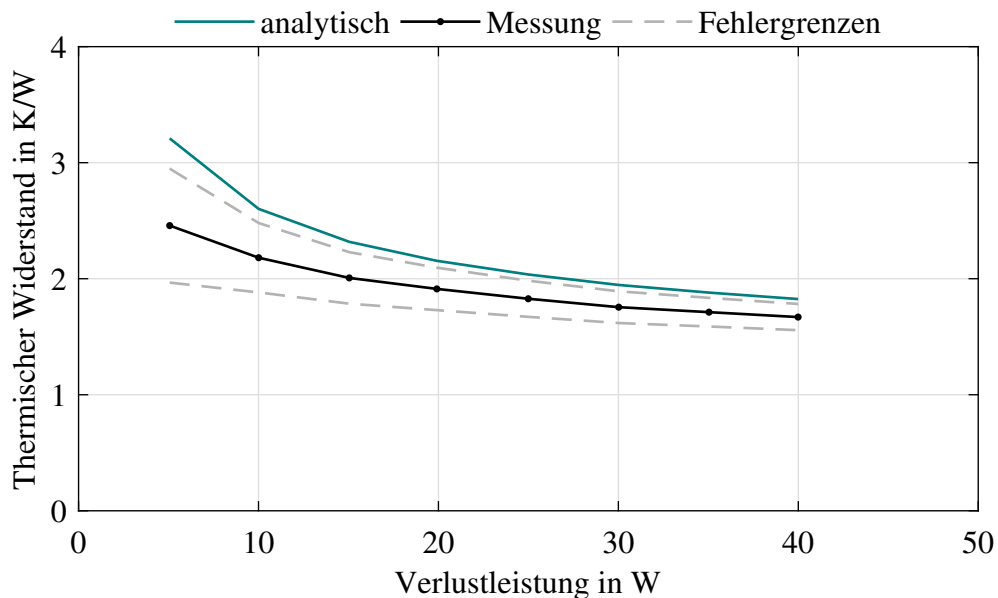


Abbildung 3.11: Thermischer Widerstand bei natürlicher Konvektion: analytische Rechnung und berechneter Messwert mit oberer und unterer Fehlergrenze. Die Abweichung zwischen analytischer Rechnung und Ablesewert der Messung beträgt zwischen 8 und 16%.

Kühlsystems, da die tatsächlichen Temperaturen unterhalb derer der Modellierung liegen. Daher wird die vorgeschlagene Modellbildung für natürliche Konvektion als geeignet bewertet.

3.4.2.2 Erzwungene Konvektion

Die Validität der Modelle wurden mittels drei unterschiedlicher Lüftermodellen untersucht. Die Messergebnisse für jeden der drei Lüfter in Abbildung 3.12 sind mit einem Kurznamen versehen: AUC (AUC0512DB), AFB (AFB0212HB) und EFB (EFB0512HA). Die technischen Spezifikationen der Lüftermodelle sind in Tabelle A.4 zusammengefasst.

Die Lüftermodelle unterscheiden sich hauptsächlich in der Leistungsaufnahme und dem maximalen Volumenstrom. Das Lüftermodell EFB0512HA verursacht bei identischer Verlustleistung die höchsten Temperaturen, da dieser den geringsten Volumenstrom aufweist. Die je Lüftermodell maximal aufgenommenen Verlustleistungen wurden so begrenzt, dass die auf der Kühlkörperbodenplatte gemessene Temperatur weniger als 100 °C betrug.

Die Abweichungen zwischen berechneter und gemessener Temperaturdifferenz (Ablesewert) betragen, je nach betrachtetem Lüfter, zwischen 2 und 11 %. Der Mittelwert der Abweichungen über alle Messpunkte ist 6%.

Der analytisch errechnete thermische Widerstand (Abbildung 3.13) fällt mitunter in den Bereich innerhalb der Fehlergrenzen. Dies trifft vor allem auf das Lüftermodell EFB0512HA zu, sowie auf die Bereiche geringer Verlustleistung, wo die Fehlergrenzen auf Grund absoluter Messwertabweichungen (Tabelle 3.5) groß sind.

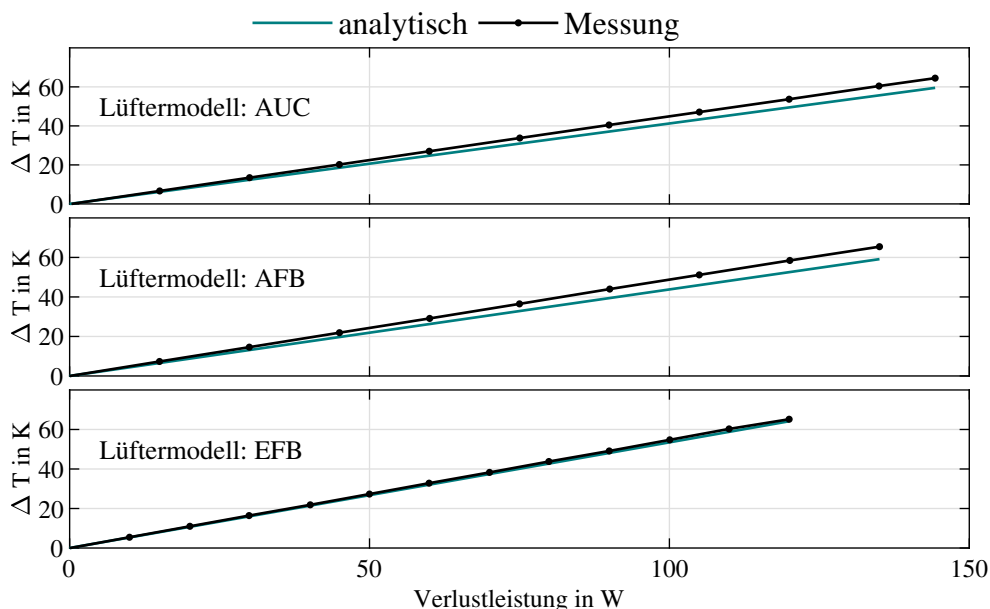


Abbildung 3.12: Messergebnisse erzwungene Konvektion für verschiedene Lüftermodelle des Herstellers Delta Electronics (Tabelle A.4): Die Abweichung zwischen analytischer Rechnung und Ablesewert der Messung beträgt zwischen 2 und 11%.

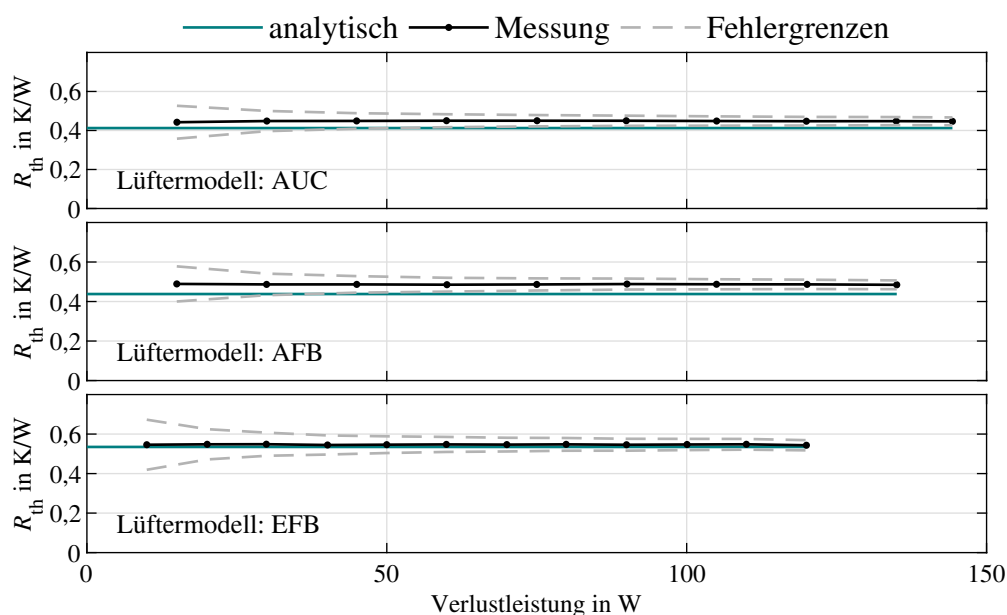


Abbildung 3.13: Thermischer Widerstand bei erzwungener Konvektion: berechneter Messwert mit oberer und unterer Fehlergrenze und analytische Rechnung. Die Abweichung zwischen analytischer Rechnung und Ablesewert der Messung beträgt zwischen 2 und 11%.

An der Abbildung 3.13 fällt auf, dass der Abstand zwischen Berechnung und Messwert zwischen den verschiedenen Lüftermodellen variiert. Eine mögliche Ursache dafür ist das in den Datenblättern gegebene fertigungsbedingte Toleranzband der Rotordrehzahl von $\pm 10\%$ der Nenn Drehzahl. Dies wirkt sich unmittelbar auf die Druck-Volumenstrom-Kennlinie aus, die den Berechnungen zu Grunde liegt und den thermischen Widerstand maßgeblich beeinflusst.

Diese Ergebnisse sind vergleichbar mit den Validierungsergebnissen der Literaturquelle [53] zum Modell erzwungener Konvektion. Ebenfalls identisch zur Literaturquelle ist die Tendenz, dass die Messung eine gering höhere Temperaturen aufweist als die zugehörige Vorausberechnung. Somit ist für die Dimensionierung ein entsprechender Sicherheitsabstand (10%) sinnvoll, um ein thermisch valides Kühlsystem zu garantieren, was in dieser Arbeit berücksichtigt wurde. Somit wird die vorgeschlagene Modellbildung für erzwungene Konvektion als geeignet bewertet.

3.4.3 Messabweichungen

Die in den Abbildungen 3.11 und 3.13 dargestellten Fehlergrenzen weisen die möglichen tatsächlichen Werte der Messergebnisse aus, die sich aus den Messabweichungen der eingesetzten Messtechnik ergibt. Die Bestimmung dieser Fehlergrenzen wird im Folgenden dargelegt.

Die bei elektrischen Messgeräten übliche Angabe über Messabweichung stellt einen garantierte, maximale Abweichung des wahren Werts vom Messwert (Ablesewert) dar. Aus diesen Abweichungen einzelner Messgeräte lässt sich durch lineare Fehlerfortpflanzung der Größtfehler

(Worst-Case-Kombination) der errechneten Messgröße bestimmen [66,67]. Die zu berechnende Messgröße y ist eine Funktion von N Messgrößen $x_1, x_2, x_3, \dots, x_N$ nach

$$y = F(x_1, x_2, x_3, \dots, x_N). \quad (3.57)$$

Der absolute Größtfehler

$$e_y = \pm \sum_{i=1}^N \left| \frac{\partial F}{\partial x_i} e_{x_i} \right| \quad (3.58)$$

erlaubt keine zufällige Aufhebung von einzelnen Messabweichungen [67]. Für den Vergleich des thermischen Modells mit Messergebnissen wird der thermische Widerstand herangezogen, da der Vergleich von berechneten und gemessenen Temperaturen nur bei denselben Leistungen möglich ist. Da sowohl Temperatur, als auch Leistung fehlerbehaftete Messgrößen sind, fließen beide in die Fehlerbetrachtung des thermischen Widerstands ein.

Die zu berechnende Messgröße des thermischen Widerstands

$$R_{\text{th,HS}} = \frac{\Delta T}{P_V} = \frac{T_{\text{Boden}} - T_{\text{Umg}}}{(U_1 + U_2 + U_3)I} \quad (3.59)$$

beinhaltet die Messgrößen Temperatur auf der Kühlkörperbodenplatte T_{Boden} , die Umgebungstemperatur T_{Umg} , die Spannung an den drei wärmeeinprägenden Widerständen U_1, U_2, U_3 (ohne Spannungsabfälle über den Zuleitungen), sowie den Strom I .

Nach Gleichung (3.58) lautet die Messabweichung des thermischen Widerstandes

$$\begin{aligned} e_{R_{\text{th,HS}}} &= \pm \left(\left| \frac{\partial R_{\text{th,HS}}}{\partial T_{\text{Boden}}} e_{T_{\text{Boden}}} \right| + \left| \frac{\partial R_{\text{th,HS}}}{\partial T_{\text{Umg}}} e_{T_{\text{Umg}}} \right| + \left| \frac{\partial R_{\text{th,HS}}}{\partial U_1} e_{U_1} \right| \right. \\ &\quad \left. + \left| \frac{\partial R_{\text{th,HS}}}{\partial U_2} e_{U_2} \right| + \left| \frac{\partial R_{\text{th,HS}}}{\partial U_3} e_{U_3} \right| + \left| \frac{\partial R_{\text{th,HS}}}{\partial I} e_I \right| \right) \\ &= \pm \left(\frac{1}{(U_1 + U_2 + U_3)I} e_{T_{\text{Boden}}} + \frac{1}{(U_1 + U_2 + U_3)I} e_{T_{\text{Umg}}} \right. \\ &\quad \left. + \frac{T_{\text{Boden}} - T_{\text{Umg}}}{(U_1 + U_2 + U_3)^2 I} e_{U_1} + \frac{T_{\text{Boden}} - T_{\text{Umg}}}{(U_1 + U_2 + U_3)^2 I} e_{U_2} \right. \\ &\quad \left. + \frac{T_{\text{Boden}} - T_{\text{Umg}}}{(U_1 + U_2 + U_3)^2 I} e_{U_3} + \frac{T_{\text{Boden}} - T_{\text{Umg}}}{(U_1 + U_2 + U_3)I^2} e_I \right), \end{aligned} \quad (3.60)$$

welche für jeden errechneten Messwert bestimmt wurde. Die Größtfehler der einzelnen Messgrößen ergeben sich nach Tabelle 3.5 zu

$$\begin{aligned} e_{T_{\text{Boden}}} &= 0,3^\circ\text{C} + 1,67 \cdot 10^{-3} T_{\text{Boden}}, & e_{U_1} &= 39,52 \text{ mV} + 6 \cdot 10^{-3} U_1, \\ e_{T_{\text{Umg}}} &= 0,3^\circ\text{C} + 1,67 \cdot 10^{-3} T_{\text{Umg}}, & e_{U_2} &= 39,52 \text{ mV} + 6 \cdot 10^{-3} U_2, \\ e_I &= 0,165 \text{ A} + 1 \cdot 10^{-3} I, & e_{U_3} &= 39,52 \text{ mV} + 6 \cdot 10^{-3} U_3. \end{aligned} \quad (3.61)$$

Die in den Abbildungen 3.11 und 3.13 dargestellten Fehlergrenzen ergeben sich damit nach $R_{th,HS} \pm e_{R_{th,HS}}$.

Tabelle 3.5: Messabweichungen der eingesetzten Messtechnik laut Herstellerspezifikation, die sich aus einer konstanten, messwertunabhängigen (absoluten) Messwertabweichung und einer relativen Messwertabweichung in Abhängigkeit vom Messwert zusammensetzen.

Messeinrichtung	Messwertabweichung		
	absolut	Einheit	relativ
Temperatur			
Pt100	0,1	°C	$1,67 \cdot 10^{-3}$
NI9217	0,2	°C	
Spannung			
NI9215	39,52	mV	$6,00 \cdot 10^{-3}$
Strom			
GEN 60-55	0,165	A	$1,00 \cdot 10^{-3}$

4 Filterdimensionierung

Die Netzfilter von PFC-Gleichrichtern können einen signifikanten Anteil des Systemvolumens einnehmen [10, 68]. Entsprechend groß ist das Bauraumpotential, wenn der Filteraufwand in die Systemoptimierung einfließt. Aufbauend auf den nachfolgenden EMV-Anforderungen (elektromagnetische Verträglichkeit) leitungsgebundener Störungen, wird die gewählte Methodik zur Filterdimensionierung vorgestellt.

4.1 EMV-Anforderungen leitungsgebundener Störungen

Jede am Netz betriebene Last unterliegt Anforderungen an die Einhaltung leitungsgebundener Störungen. Das internationale Sonderkomitee für Funkstörungen (französisch: „Comité international spécial des perturbations radioélectriques“, CISPR) veröffentlicht in regelmäßigen Abständen einschlägige Richtlinien. Die CISPR-Veröffentlichungen finden Einzug in die europäischen Normen zur zulässigen Störaussendung bzw. Störfestigkeit unter der Bezeichnung DIN EN 550xy (entspricht CISPR xy).

Für den betrachteten einphasigen PFC-Gleichrichter kommen sowohl die Vorgaben für industrielle Anwendungen nach CISPR 22 [69], als auch für Geräte, die für die Verwendung im Haushalt vorgesehen sind, nach CISPR 14 in Betracht. Die innerhalb der CISPR 22 strengere Klasse B gleicht den Grenzwerten der CISPR 14, welche für diese Arbeit zu Grunde gelegt werden und die zulässigen Grenzwerte der Störaussendung im Frequenzbereich von 150kHz bis 30MHz beschreiben (Tabelle 4.1). Laut Norm darf bei Einhaltung des Grenzwertes für den Quasispitzenwert angenommen werden, dass der Prüfling auch den Grenzwert für den Mittelwert einhält.

Zur messtechnischen Untersuchung eingehaltener Grenzwerte kommt eine Netznachbildung zum Einsatz (engl. „line impedance stabilization network“, LISN, Abbildung 4.1), die in der

Tabelle 4.1: Grenzwerte elektromagnetischer Störungen nach CISPR 14 und CISPR 22 Klasse B [70, 71] (¹ linear mit dem Logarithmus der Frequenz fallend)

Frequenzbereich in MHz	Quasispitzenwert in dB(μ V)	Mittelwert in dB(μ V)
0,15 bis 0,5	66 auf 56 ¹	59 auf 46 ¹
0,5 bis 5	56	46
5 bis 30	60	50

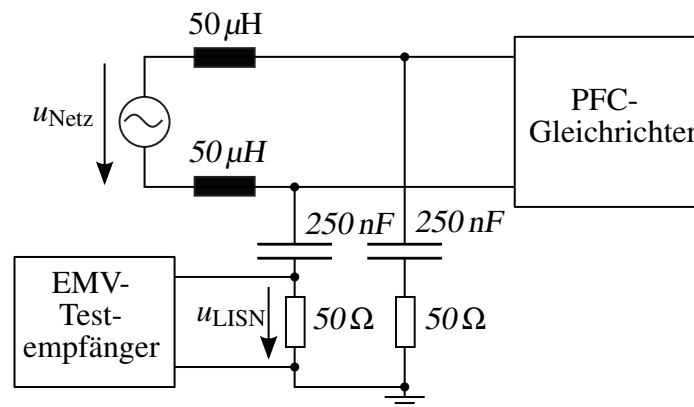


Abbildung 4.1: Vereinfachtes LISN nach CISPR 16 [71] mit der für die Grenzwerte laut Tabelle 4.1 relevanten Störspannung u_{LISN}

CISPR 16 spezifiziert ist [71]. Die Verwendung dieses Netzwerkes garantiert vergleichbare und reproduzierbare Ergebnisse ungeachtet der vorliegenden Netzbedingung. Die in Tabelle 4.1 gegebenen Grenzwerte (Quasispitzenwert, Mittelwert) gelten für die in Abbildung 4.1 markierte Spannung U_{LISN} . Der Quasispitzenwert dieser Spannung resultiert aus einer in der CISPR 16 spezifizierten Weiterverarbeitung des Messsignals [72].

Eine in der vereinfachten Anordnung der Abbildung 4.1 nicht dargestellte Zusatzbeschaltung ermöglicht die Trennung der Common-Mode (CM)- und Differential-Mode (DM)-Störungen. Die in Tabelle 4.1 gegebenen Werte gelten jeweils als Grenzen für die ausgesendeten CM- als auch DM-Störungen. Während die CISPR 14 und CISPR 22 die Störaussendung im Frequenzbereich 150 kHz bis 30 MHz definiert, gilt außerdem die Normung für niederfrequente Störungen nach IEC 61000-3-2 [6]. Durch eine wirksame Leistungsfaktorkorrektur der Schaltung wird diese Anforderung erfüllt [9].

4.2 Dimensionierung Gegentakfilter

Die Dimensionierung der Filter wird so vorgenommen, dass eine Optimierung bezüglich des Filterbauraums ermöglicht wird und in die Gesamtoptimierung einfließen kann. Die Vorarbeiten der verwendeten Dimensionierungsmethodik für die DM-Filter beruhen auf Veröffentlichungen von Heldwein [73], Raggl [10, 74] und Nussbaumer [9, 72].

Insbesondere der Designprozess nach Raggl [74] vereinfacht die Filterdimensionierung derart, dass eine analytische Optimierung des Filters ermöglicht wird. Dieser Ansatz wird in dieser Arbeit verwendet.

Der Filter besteht aus einer $LC(L)$ -Anordnung. Die zweite Drossel (L) realisiert einen symmetrischen Aufbau, die benötigte Induktivität wird auf Hin- und Rückleiter aufgeteilt. Dadurch können, zusammen mit dem DM-Kondensator, auch Mixed-Mode-Störungen gedämpft werden [74]. Mehrere aufeinanderfolgende Filterstufen sind möglich, wobei gezeigt wurde, dass

identische Filterstufen zu minimalem Bauraum führen [73] (Abbildung 4.2). Außerdem führen standardisierte Komponenten in der Serienfertigung zu einer Kostensenkung.

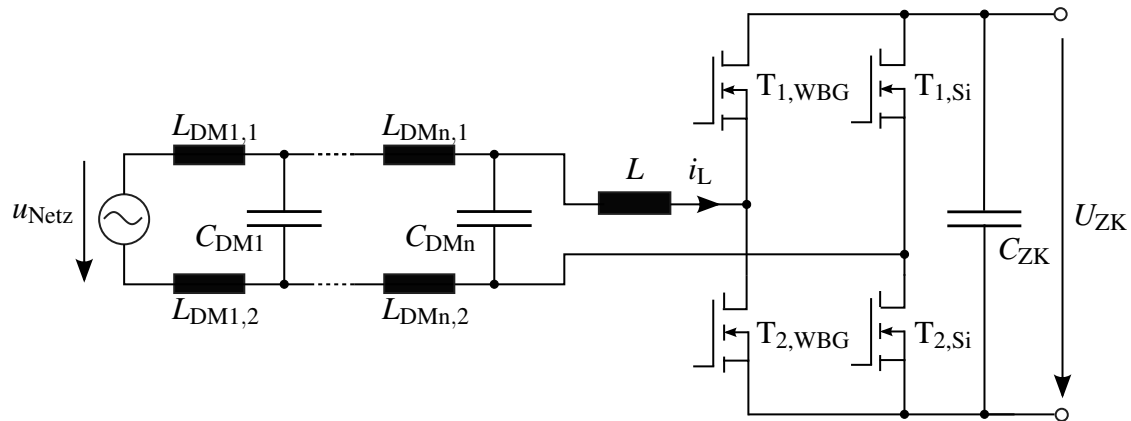


Abbildung 4.2: Totem-Pole PFC-Gleichrichter mit n-stufigem, netzseitigem DM-Filter; die Stufen bestehen aus identischen Filterelementen

4.2.1 Ansatz

Die verwendete Methode zur Filterdimensionierung nach [74] weist Besonderheiten in Hinblick auf

- die Bestimmung der erforderlichen Filterdämpfung und
- die Optimierung des Filtervolumens

auf.

Zur Bestimmung der erforderlichen Filterdämpfung wird der konventionelle Ansatz der Filterdimensionierung [72] durch die Annahme ersetzt, dass die gesamte hochfrequenten Störspannung durch eine bei der Schaltfrequenz auftretende Störgröße angenähert werden kann.

Die Optimierung des Filtervolumens wird ermöglicht, da die Volumina der Filterkomponenten als Funktion derer elektrischen Parameter ausgedrückt werden. Dies erlaubt die Bestimmung einer optimalen Anzahl an Filterstufen sowie der Werte der Filterelemente.

Diese beiden Ansätze der Modellierung erlauben es, die Filterdimensionierung in die Gesamt-optimierung dieser Arbeit zu integrieren. Die beiden Ansätze werden im Folgenden erläutert.

4.2.2 Bestimmung der erforderlichen Filterdämpfung

Zur Vermeidung aufwändiger Transformation zwischen Zeit- und Frequenzbereich sowie Filterberechnungen [72] wird nach [74] folgende Vereinfachung vorgenommen: Der durch die PFC-Schaltung aus dem Netz entnommene Strom besteht aus der 50 Hz-Grundschiwingung und Störanteilen, die bei Vielfachen der Schaltfrequenz mitsamt deren Seitenbändern auftreten (Abbildung 4.3a). Zur Errechnung der erforderlichen Filterdämpfung wird angenommen, dass alle Störanteile zu einer Störkomponente bei der Schaltfrequenz zusammengefasst werden können (Abbildung 4.3b). Der dadurch entstehende Fehler des schaltfrequenten Anteils für dreieckförmige Stromwelligkeiten wurde in [74] errechnet und mit 1% ($\approx 0,1$ dB) angegeben. Die Vereinfachung resultiert in eine geringfügig höhere Filteranforderung und unterstützt die Sicherstellung einer normgerechten Filterdämpfung.

Der Störanteil im Strom $I_{\text{Stör}}$ bei der Schaltfrequenz ergibt sich aus

$$I_{\text{Stör}} = \sqrt{I_{\text{Netz}}^2 - I_{(50\text{Hz})}^2} \quad (4.1)$$

worin I_{Netz} dem gesamten dem Netz entnommenen Strom und $I_{50\text{Hz}}$ dem Grundschiwingungsanteil bei der Netzfrequenz 50 Hz entspricht, welche nach

$$I_{(50\text{Hz})} = \frac{P_{\text{max}}}{U_{\text{Netz}}} \cos \phi \quad (4.2)$$

mit der maximalen Last P_{max} berechnet wird.

Der Störstrom verursacht einen Spannungsabfall am LISN nach

$$U_{\text{LISN}} \approx I_{\text{Stör}} R_{\text{LISN}} \approx I_{\text{Stör}} \cdot 50 \Omega. \quad (4.3)$$

Die Grundschiwingungskomponente hat auf Grund der im LISN enthaltenen Kondensatoren keinen Einfluss auf die Störspannung U_{LISN} . Diese schaltfrequente Störspannung repräsentiert nicht zwangsläufig die größte Störung im normrelevanten Frequenzbereich zwischen 150 kHz bis 30 MHz. Aus diesem Grund wird eine Designfrequenz f_{D} eingeführt, welche die kritische Frequenz mit der größten Störkomponente innerhalb dieses Frequenzbereichs darstellt. Liegt die Schaltfrequenz f_{S} innerhalb des Frequenzbereichs, so entspricht die Designfrequenz der Schaltfrequenz ($f_{\text{D}} = f_{\text{S}}$), da die größte Störkomponente im normrelevanten Frequenzbereich auftritt. Liegt die Schaltfrequenz unterhalb von 150 kHz, so ist die Designfrequenz das kleinste Vielfache der Schaltfrequenz, welches die 150 kHz-Grenze überschreitet. Zusammenfassend lässt sich die Designfrequenz nach

$$f_{\text{D}} = m f_{\text{S}} \quad (4.4)$$

mit

$$m = \text{aufrunden} \left(\frac{150 \text{ kHz}}{f_{\text{S}}} \right) \quad (4.5)$$

bestimmen. Die Störspannung bei der Designfrequenz ist gegenüber der bei der Schaltfrequenz

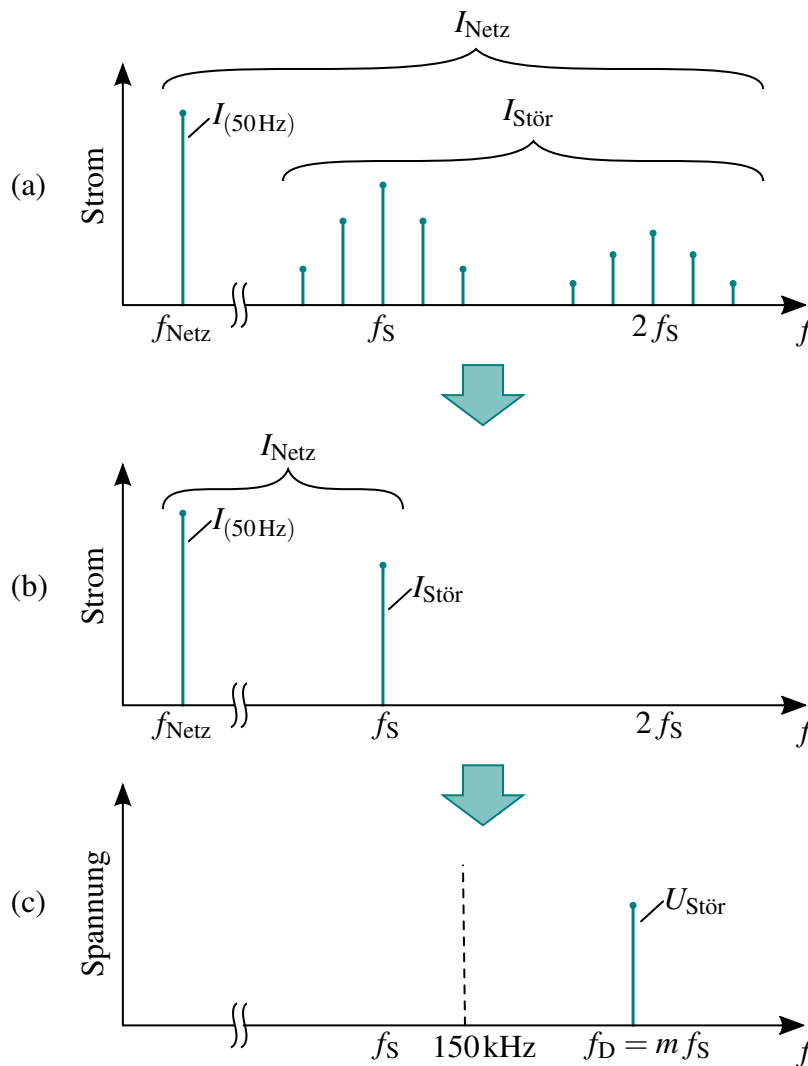


Abbildung 4.3: Prinzipdarstellung der Methodik zur Bestimmung der erforderlichen Filterdämpfung (nach [74]): (a) Spektrum des vom PFC-Gleichrichter verursachten Netzstromes; (b) Reduzierung des Störspektrums zur einer Störkomponenten bei der Schaltfrequenz; (c) Bestimmung der Störspannung bei der relevanten Frequenz (beim ersten Vielfachen der Schaltfrequenz, die innerhalb des normrelevanten Frequenzbereiches 150 kHz bis 30 MHz liegt).

auf tretenden Störspannung U_{LISN} reduziert und lautet

$$U_{\text{Stör}}(f_D) = 20 \log \left(\frac{U_{\text{LISN}}}{m^a} \frac{1}{\mu\text{V}} \right) \text{ in dB}(\mu\text{V}). \quad (4.6)$$

Der Term m^a bestimmt die Reduzierung der bei der Designfrequenz auftretenden Störspannung im Vergleich zur Schaltfrequenz. Durch den Parameter a wird die Form der Störgröße berücksichtigt. Für die vorliegenden dreieckförmigen Stromwelligkeiten ist $a = 2$ zu setzen [74]. Auf

Grundlage der ermittelten Störspannung berechnet sich die erforderliche Dämpfung zu

$$Att_{\text{req}}(f_D) [\text{dB}] = U_{\text{Stör}}(f_D) [\text{dB}(\mu\text{V})] - U_{\text{Limit}}(f_D) [\text{dB}(\mu\text{V})] + \text{Margin} [\text{dB}]. \quad (4.7)$$

Die Schreibweise mit den eckigen Klammern wurde in Anlehnung an [10, 74] gewählt um die Einheiten zu verdeutlichen, die bei der Subtraktion bzw. Addition zu verwenden sind. Die zulässige Störspannungsgrenze $U_{\text{Limit}}(f_D)$ ist der Tabelle 4.1 (Quasispitzenwert) zu entnehmen. Durch Hinzufügen der Margin kann ein Sicherheitsabstand ergänzt werden, 6dB sind in der Literatur empfohlen [74].

Analytische Berechnung des Störstromes

Der Störstrom im CCM-Betrieb wird nach [74] zu

$$I_{\text{Stör,CCM}}^2 = \frac{-64\alpha + 12\pi + 9\alpha^2\pi}{18\pi} \alpha^2 \Delta i_{L,\text{CCM,p-p,max}}^2 \quad (4.8)$$

mit der Stromwelligkeit $\Delta i_{L,\text{CCM,p-p,max}}$ nach Gleichung (2.14) und der Spannungsübersetzung $\alpha = \hat{u}_{\text{Netz}}/U_{\text{ZK}}$ berechnet. Die Herleitung der Gleichung (4.8) kann dem Anhang in [74] entnommen werden.

4.2.3 Optimierung des Filtervolumens

Ein Filter mit der Filterstufenzahl n_f weist eine Dämpfung von

$$Att_{\text{LC}}(f_D) = (2\pi f_D)^{2n_f} (2L_{\text{DM}})^{n_f} C_{\text{DM}}^{n_f} \geq Att_{\text{req}}(f_D) \quad (4.9)$$

auf. Diese soll mindestens so groß wie die erforderliche Dämpfung $Att_{\text{req}}(f_D)$ sein. Die Freiheitsgrade in der Erreichung dieser Dämpfung sind die Filterstufenzahl n_f , die Kapazität des Filterkondensators C_{DM} und die Induktivität der Filterdrosseln L_{DM} . Die optimale Auswahl dieser Komponenten erfolgt durch die Minimierung des Filtervolumens V_{DM} nach

$$V_{\text{DM}} = n_f (2V_{L,\text{DM}} + V_{C,\text{DM}}) \rightarrow \min. \quad (4.10)$$

Die Volumina der Filterkomponenten werden als proportional zur speicherbaren Energiemenge zuzüglich eines konstanten Offsets angenommen und lauten

$$V_{L_{\text{DM}}} = k_{L1} + k_{L2} L_{\text{DM}} I_{\text{max}}^2 \quad (4.11)$$

und

$$V_{C_{\text{DM}}} = k_{C1} + k_{C2} C_{\text{DM}} U_{\text{max}}^2. \quad (4.12)$$

Diese Zusammenhänge gehen aus der Dimensionierung der Filterdrosseln bzw. der Auswertung von Datenblättern von Kondensatoren hervor und werden im Kapitel 5 beschrieben. Aus

Gleichung (4.10), Gleichung (4.11) und Gleichung (4.12) folgen

$$(2L_{DM})^{n_f} = \frac{Att_{req}}{(2\pi f_D)^{2n_f}} \frac{1}{C_{DM}^{n_f}} \quad \text{bzw.} \quad (4.13)$$

$$L_{DM} = \frac{1}{2} \sqrt[n_f]{\frac{Att_{req}}{(2\pi f_D)^{2n_f}} \frac{1}{C_{DM}^{n_f}}} = \frac{1}{2C_{DM}} \sqrt[n_f]{Att_{req}} \frac{1}{(2\pi f_D)^2} = a \frac{1}{C_{DM}} \quad \text{und} \quad (4.14)$$

$$\begin{aligned} V_{DM} &= n_f (2(k_{L1} + k_{L2} L_{DM} I^2) + k_{C1} + k_{C2} C_{DM} U^2) \\ &= 2n_f k_{L2} I^2 L_{DM} + 2n_f k_{L1} + n_f k_{C2} U^2 C_{DM} + n_f k_{C1} \\ &= b L_{DM} + c + d C_{DM} + e \end{aligned} \quad (4.15)$$

mit

$$a = \frac{\sqrt[n_f]{Att_{req}}}{2(2\pi f_D)^2}, \quad b = 2n_f k_{L2} I^2, \quad c = 2n_f k_{L1}, \quad (4.16)$$

$$d = n_f k_{C2} U^2, \quad e = n_f k_{C1}. \quad (4.17)$$

Durch Substitution von L_{DM} in Gleichung (4.15) mit Gleichung (4.13) kann das Filtervolumen in Abhängigkeit der Parameter a bis e und C_{DM} ausgedrückt, nach C_{DM} abgeleitet und zu null gesetzt werden:

$$\frac{dV_{DM}}{dC_{DM}} = \frac{d\left(ab \frac{1}{C_{DM}} + c + dC_{DM} + e\right)}{dC_{DM}} = -ab \frac{1}{C_{DM}^2} + d \stackrel{!}{=} 0 \quad (4.18)$$

Daraus resultieren für die Filterkomponenten

$$C_{DM} = \sqrt{\frac{ab}{d}} = \frac{I}{2\pi f_D U} \sqrt{\frac{k_{L2} \sqrt[n_f]{Att_{req}}}{k_{C2}}} \quad (4.19)$$

und

$$L_{DM} = \sqrt{\frac{ad}{b}} = \frac{U}{4\pi f_D I} \sqrt{\frac{k_{C2} \sqrt[n_f]{Att_{req}}}{k_{L2}}}. \quad (4.20)$$

Für das optimierte Gesamtvolumen des Filters gilt

$$V_{DM} = 2n_f k_{L1} + n_f k_{C1} + \frac{n_f U_{max} I_{max}}{\pi f_D} \sqrt{k_{L2} k_{C2} \sqrt[n_f]{Att_{req}}}. \quad (4.21)$$

4.2.4 Entwurfsablauf

Der Ablauf der vorgestellten Entwurfsmethode ist in Abbildung 4.4 zusammengefasst.

Ausgehend von der Berechnung des durch den PFC-Gleichrichter hervorgerufenen Störstroms $I_{Stör}$ nach Gleichung (4.8) wird der LISN-Spannungsabfall U_{LISN} bestimmt (Gleichung (4.3)).

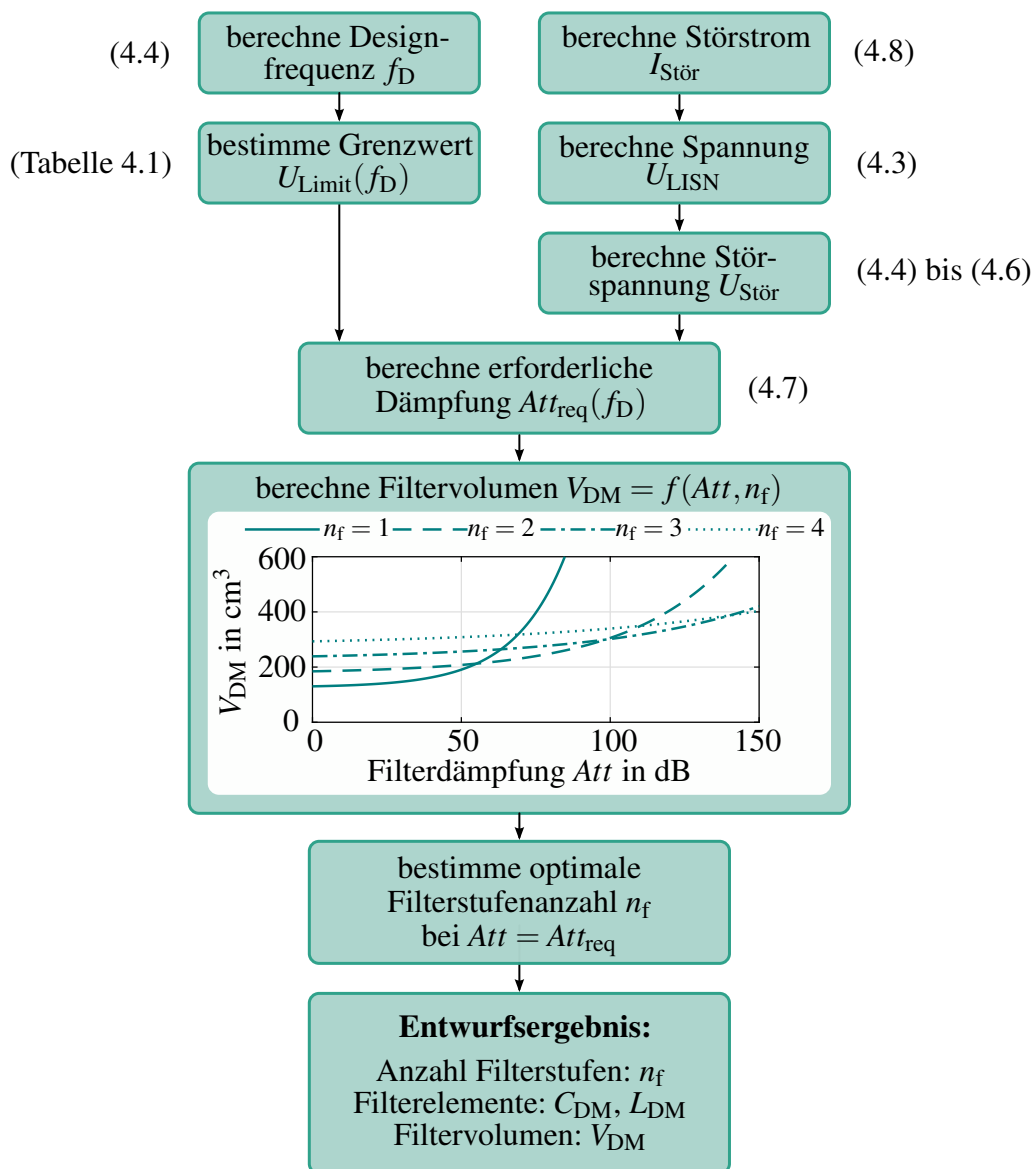


Abbildung 4.4: Ablauf der Entwurfsmethodik für Gegentaktfilter minimalen Volumens nach [10]

Mit Hilfe der ausgewählten Schaltfrequenz wird die Störspannung $U_{Stör}$ (Gleichungen (4.4) bis (4.6)) ermittelt. Weiterhin resultiert aus der zu berechnenden Designfrequenz f_D (Gleichung (4.4)) der zulässige Grenzwert elektromagnetischer Störungen (Tabelle 4.1). Aus diesem und der Störspannung sowie einem Sicherheitsabstand ergibt sich die erforderliche Dämpfung $Att_{req}(f_D)$ (Gleichung (4.7)). Diese Berechnungsschritte ermitteln die Anforderung an den Filter (Abschnitt 4.2.2).

Der im nächsten Schritt veranschaulichte beispielhafte Zusammenhang zwischen erreichbarer Filterdämpfung Att und Filtervolumen V_{DM} in Abhängigkeit der Filterstufenanzahl basiert auf der Optimierung des Filtervolumens in Abschnitt 4.2.3.

Der so ermittelten Kurvenschar ist bei der erforderlichen Dämpfung $Att_{req}(f_D)$ diejenige An-

zahl Filterstufen zu entnehmen, die in einem minimalen Filtervolumen resultiert. Daraus sind weiterhin die Filterelemente C_{DM} und L_{DM} bestimmbar.

Das Entwurfsergebnis ist die optimale Anzahl an Filterstufen n_f , die Werte der Filterelemente C_{DM} und L_{DM} , sowie das Gesamtvolumen der Filteranordnung.

Validierung der Modellergebnisse

Die Modellierung wird im Kapitel 7 durch Messungen an Filterkomponenten und der Filtereinheit validiert.

4.2.5 Gültigkeitsbereich der Methode

Die eingeführte Berechnung der Filterdämpfung nach Gleichung (4.9) ist laut Raggl [74] nur für Frequenzen bis 500 kHz geeignet. Grund für diese Beschränkung seien die parasitären Elemente der Filterdrossel und Filterkondensatoren. Diese verändern die Filterdämpfung bei hohen Frequenzen signifikant und müssen dann berücksichtigt werden.

Im Folgenden erfolgt die Evaluierung der Gültigkeit der Gleichung (4.9) unter Einbeziehung der parasitären Elemente und eine Bewertung des Einflusses auf die zu erwartende Dämpfung.

Nach Heldwein [73, 75] basiert die Herleitung der Gleichung (4.9) auf dem Spannungsverhältnis von Filtereingang und -ausgang. In der vorliegenden Arbeit ist die Dämpfung des Filters durch u_1/u_2 definiert (Abbildung 4.5). In [75] hat Heldwein weiterhin die Analogie zwischen der Anordnung mit einer Spannungs- und einer Stromquelle gezeigt, die in identischen Systemmatrizen begründet liegt.

Die exakte mathematische Beschreibung der in der vorliegenden Arbeit betrachteten mehrstufigen Filter ist bereits ohne Berücksichtigung von parasitären Elementen sehr aufwendig, da die einzelnen Stufen nicht voneinander entkoppelt sind [75]. Zur Ermöglichung der Filteroptimierung nach Abschnitt 4.2.3 wird eine Entkopplung der Filterstufen angenommen, die für ausreichend hohe Frequenzen gilt und solange die Ausgangsimpedanz einer Filterstufe viel kleiner als die Eingangsimpedanz der Folgestufe ist [75]. Weiterhin handelt es sich bei der Gleichung (4.9) um eine asymptotische Näherung, die für Frequenzen weit oberhalb der Resonanzfrequenz eine hinreichende Genauigkeit bietet [73, 76, 77].

Im Folgenden wird die Gültigkeit der Gleichung (4.9) für einen einstufigen Filter untersucht. Auf Grundlage der angenommenen Entkopplung für hohe Frequenzen behalten die getroffenen Aussagen für mehrstufige Filter ihre Gültigkeit.

Idealer, einstufiger Filter

Die Filterdämpfung $\underline{Att}_{\text{ideal}}$ für ideale Filterelemente L_{DM} und C_{DM} eines einstufigen Filters nach Abbildung 4.5 lautet

$$\underline{Att}_{\text{ideal}} = \frac{u_1}{u_2} = \frac{1}{s^2 2 L_{\text{DM}} C_{\text{DM}} + 1}. \quad (4.22)$$

Die idealen Filterelemente bilden eine Resonanzfrequenz aus, die bei

$$f_{\text{res,ideal}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_{\text{DM}} C_{\text{DM}}}} \quad (4.23)$$

liegt.

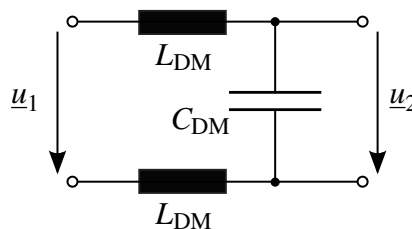


Abbildung 4.5: Filterstufe bestehend aus idealen Filterelementen L_{DM} und C_{DM} mit der Dämpfung $\underline{Att}_{\text{ideal}}$ (Gleichung (4.22)), und der Resonanzfrequenz $f_{\text{res,ideal}}$ (Gleichung (4.23))

Realer, einstufiger Filter

Für die Dämpfung einer realen Filteranordnung werden für die Filterdrossel (Abbildung 4.6a) und den Filterkondensator (Abbildung 4.6b) Ersatzschaltbilder erster Ordnung angenommen [78]. Das resultiert in der Admittanz der realen Drossel

$$\underline{Y}_{L_{\text{DM}}} = sC_L + \frac{1}{R_L + sL_{\text{DM}}} \quad (4.24)$$

und der Impedanz des realen Kondensators

$$\underline{Z}_{C_{\text{DM}}} = ESR + \frac{1}{sC_{\text{DM}}} + sESL. \quad (4.25)$$

Durch Nullsetzen der Imaginärteile ergeben sich die Resonanzfrequenzen der einzelnen realen Filterelemente zu

$$f_{\text{res},L_{\text{DM}}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_{\text{DM}}}{C_{\text{DM}} - R_L^2 L_{\text{DM}}^2}} \quad (4.26)$$

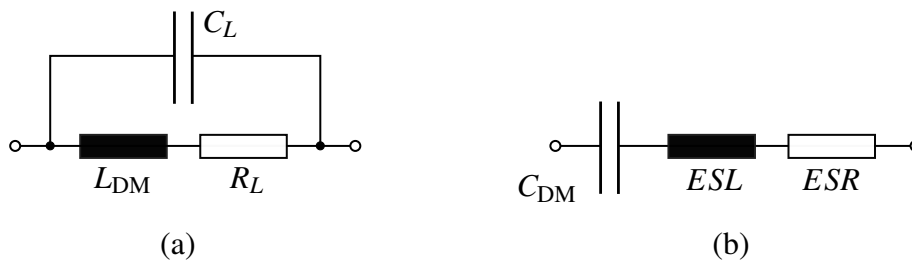


Abbildung 4.6: Approximation der realen Filterelemente: (a) Filterdrossel bestehend aus parasitärem Widerstand R_L und parasitärer Kapazität C_L mit der Admittanz $Y_{L_{DM}}$ (Gleichung (4.24)), und der Resonanzfrequenz $f_{res,L_{DM}}$ (Gleichung (4.26)); (b) Filterkondensator bestehend aus äquivalentem Serienwiderstand (ESR) und äquivalenter Serieninduktivität (ESL) mit der Impedanz $Z_{C_{DM}}$ (Gleichung (4.25)), und der Resonanzfrequenz $f_{res,C_{DM}}$ (Gleichung (4.27))

für die Filterdrossel und

$$f_{res,C_{DM}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{ESL C_{DM}}} \quad (4.27)$$

für den Filterkondensator. Mit diesen realen Filterelementen wird der einstufige, reale Filter zusammengesetzt (Abbildung 4.7).

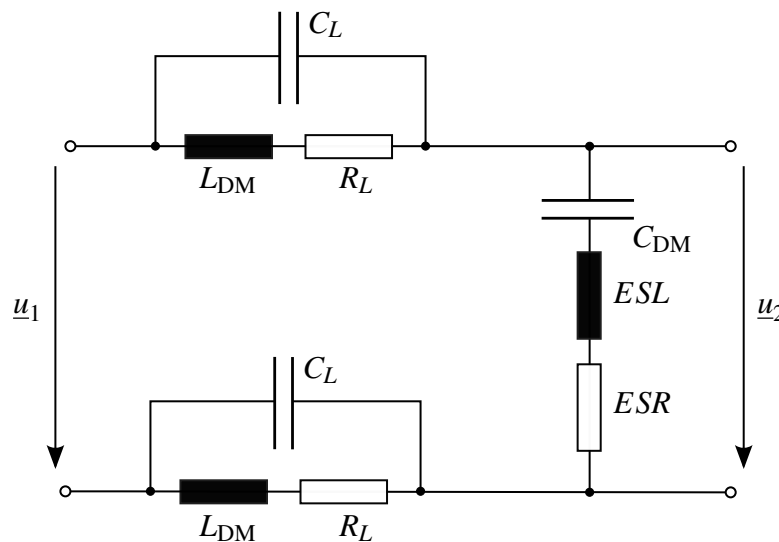


Abbildung 4.7: Filterstufe bestehend aus den realen Filterelementen laut Abbildung 4.6 mit der Dämpfung Att_{real} , Gleichung (4.28). Im Vergleich zum einstufigen Filter (Abbildung 4.5) weist der dreistufige Filter die beiden weiteren Resonanzfrequenzen $f_{res,L_{DM}}$ und $f_{res,C_{DM}}$ auf, Gleichungen (4.26) und (4.27)

Die Filterdämpfung der Anordnung lautet

$$\begin{aligned}
 \underline{Att}_{\text{real}} &= \frac{u_1}{u_2} = \frac{2/Y_{L_{\text{DM}}} + Z_{C_{\text{DM}}}}{Z_{C_{\text{DM}}}} \\
 &= \frac{s^4 L_{\text{DM}} C_L ESL + s^3 (C_L R_L ESL + L_{\text{DM}} C_L ESR)}{s^4 L_{\text{DM}} C_L ESL + s^3 (C_L R_L ESL + L_{\text{DM}} C_L ESR) + s^2 \left(\frac{L_{\text{DM}} C_L}{C_{\text{DM}}} + C_L R_L ESR + ESL \right) + s \frac{C_L R_L}{C_{\text{DM}}} + \frac{1}{C_{\text{DM}}}} \\
 &+ \frac{s^2 \left(\frac{L_{\text{DM}} C_L}{C_{\text{DM}}} + C_L R_L ESR + ESL + 2L_{\text{DM}} \right) + s \left(\frac{C_L R_L}{C_{\text{DM}}} + 2R_L \right) + \frac{1}{C_{\text{DM}}}}{s^4 L_{\text{DM}} C_L ESL + s^3 (C_L R_L ESL + L_{\text{DM}} C_L ESR) + s^2 \left(\frac{L_{\text{DM}} C_L}{C_{\text{DM}}} + C_L R_L ESR + ESL \right) + s \frac{C_L R_L}{C_{\text{DM}}} + \frac{1}{C_{\text{DM}}}}
 \end{aligned} \tag{4.28}$$

Zur Untersuchung der Einflüsse der parasitären Elemente wird die Auswirkung der realen Filterelemente einzeln (Filterkondensator/-drosseln) und zusammenwirkend mit der idealen Dämpfung (Gleichung (4.22)) verglichen. Als Beispiel hierfür dienen die Parameter eines dreistufigen Netzfilters (Tabelle 4.2), der nach der vorgestellten Methode für eine Schaltfrequenz von 300 kHz entworfen wurde.

Die ideale Dämpfung $\underline{Att}_{\text{ideal}}$ (Abbildung 4.8) weist die durch C_{DM} und L_{DM} hervorgerufene Resonanzstelle bei der Frequenz $f_{\text{res,ideal}}$ nach Gleichung (4.23) auf. Entsprechend eines Filters zweiter Ordnung steigt die Dämpfung ab der 3 dB-Eckfrequenz um 40 dB pro Dekade an.

Der reale Filterkondensator (reales C_f) verursacht eine weitere Resonanz bei der Frequenz

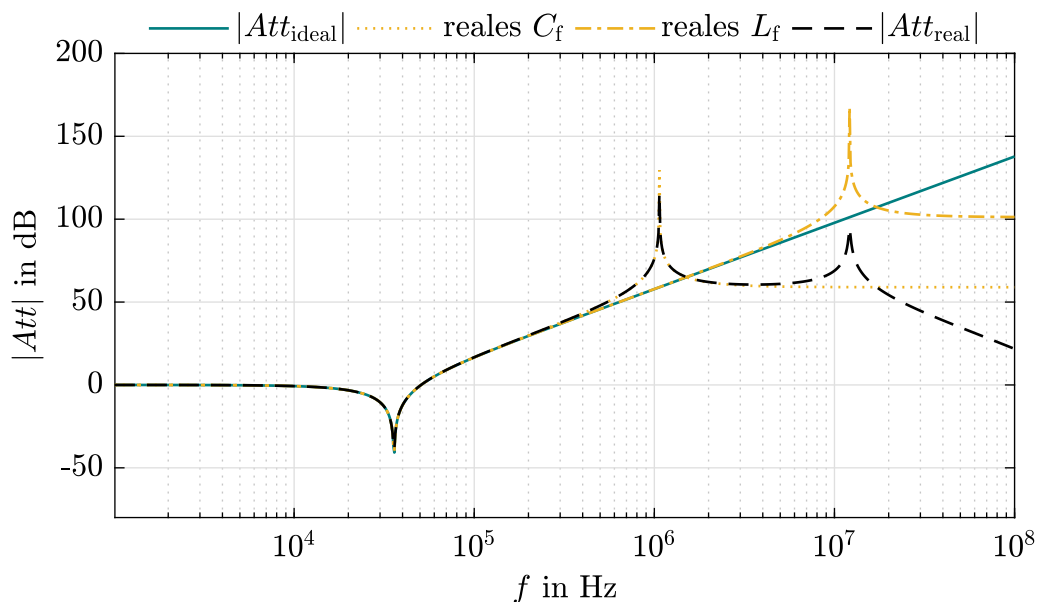


Abbildung 4.8: Auswirkung der parasitären Effekte einzelner Filterelemente durch Vergleich der Dämpfung einer einstufigen Anordnung: idealer Filter ($|Att_{\text{ideal}}|$, Abbildung 4.5), nur parasitäre Effekte des Kondensators (reales C_f , Abbildung 4.6b), nur parasitäre Effekte der Filterdrosseln (reales L_f , Abbildung 4.6a) und realer Filter ($|Att_{\text{real}}|$, Abbildung 4.7); Parameter nach Tabelle 4.2

Tabelle 4.2: Parameter des beispielhaften dreistufigen Filters zur Untersuchung der Auswirkung parasitärer Filterelemente (Abbildung 4.6) auf die Dämpfung des Filters

Filterkondensator			Filterdrossel		
C_{DM}	1,8	μF	L_{DM}	5,6	μH
ESR	15,7	$\text{m}\Omega$	R_L	7	$\text{m}\Omega$
ESL	12,7	nH	C_L	31	pF
$f_{\text{res},C_{DM}}$	1,05	MHz	$f_{\text{res},L_{DM}}$	12	MHz

$f_{\text{res},C_{DM}}$ (Gleichung (4.27)).

Werden nur die parasitären Elemente der Filterdrosseln berücksichtigt (reales L_f), so tritt eine Resonanzstelle bei der Frequenz $f_{\text{res},L_{DM}}$ auf (Gleichung (4.26)).

Werden alle Filterelemente real modelliert, so überlagern sich die beiden genannten Verläufe der Dämpfung zur realen Dämpfung $\underline{Att}_{\text{real}}$.

Die durch C_{DM} und L_{DM} resultierende Resonanzfrequenz $f_{\text{res,ideal}}$ kann im Bereich der gewählten Schaltfrequenz liegen und somit zu Anregungen führen. Die durch die parasitäre Kapazität der realen Filterdrosseln hervorgerufene Resonanz liegt weit genug von der hier betrachteten Schaltfrequenzen entfernt. Die durch die parasitäre Induktivität des realen Filterkondensators (ESL) hervorgerufene Resonanz begründet die eingangs genannte Einschränkung der Filtermethode bis zu einer maximalen Schaltfrequenz von etwa 500 kHz. Ab etwa dieser Frequenz ist eine Abweichung zwischen der Modellierung eines idealen und eines realen Filterkondensators erkennbar. Durch die Resonanz bei Gleichung (4.27) erhöht sich die Verstärkung um diesen Bereich zunächst. Im vorliegenden Beispiel ist daher bis zu einer Frequenz von etwa 1,5 MHz von einer idealen Dämpfung oder einer durch die Resonanzstelle größeren Dämpfung auszugehen. Damit führt die Methodik zur Filterdimensionierung mit der gewählten Filteranordnung [74] in diesem Frequenzbereich zu einem normgerechten PFC-Gleichrichter.

Parametervariation der parasitären Filterelemente

Im Folgenden wird die Sensitivität der Dämpfung bezüglich der parasitären Elemente ESL des Kondensators und C_L der Filterdrosseln untersucht, da diese als entscheidend für die verbleibende Dämpfung bei hohen Schaltfrequenzen identifiziert wurden. Die Elemente ESL und C_L wurden mit den Faktoren $\{1, 2, 5, 10\}$ gewichtet (Abbildung 4.9). Der Faktor eins entspricht der realen Filterdämpfung $\underline{Att}_{\text{real}}$ (Gleichung (4.28)).

Dies führt zu einer für ESL und C_L im logarithmischen Maßstab etwa gleichmäßigen Verschiebung der jeweiligen Resonanz zu kleineren Frequenzen. Eine 10-fache parasitäre Kapazität der Filterdrosseln verschiebt die entsprechende Resonanzstelle auf 3,8 MHz. Zum Einen ist der Abstand zu relevanten Schaltfrequenzen noch groß genug, zum Anderen ist eine Vergrößerung der parasitären Kapazität um den Faktor 10 unrealistisch hoch [79]. Damit werden

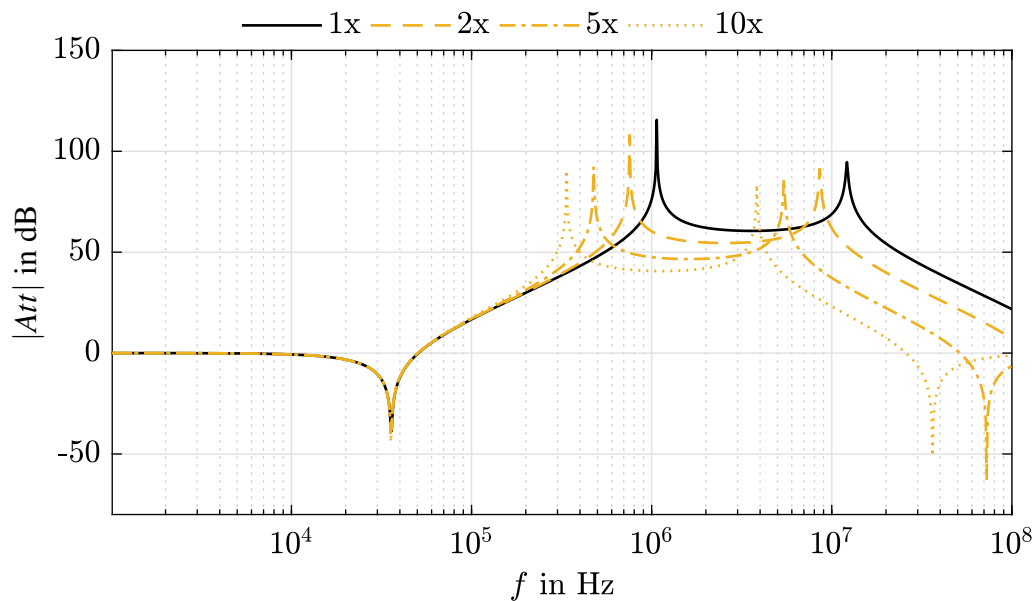


Abbildung 4.9: Sensitivitätsuntersuchung: Auswirkung der parasitären Elemente ESL und C_L auf die Lage der Resonanzen einer Filterstufe. Beide parasitären Elemente wurden mit den Faktoren $\{1, 2, 5, 10\}$ gewichtet.

die parasitären Elemente der realen Filterdrosseln für alle denkbaren Dimensionierungen als unkritisch für die Gültigkeit der Filtermethodik nach [74] bewertet.

Kritischeres Verhalten zeigt die Vergrößerung der parasitären Induktivität des Filterkondensators. Bereits eine Verdopplung des ESL -Wertes führt zu einer Reduzierung der zugehörigen Resonanzfrequenz um mehrere 100 kHz. Eine 5-fache Vergrößerung lässt die Resonanzstelle in die Mitte des potentiell relevanten Schaltfrequenzbereiches von bis zu 1 MHz wandern. Die wirksame parasitäre Induktivität des Filterkondensators hängt einerseits von dessen ESL -Wert ab, die laut [80] vorgegeben ist. Andererseits wird diese maßgeblich durch das Leiterplattenlayout mitbestimmt. Ein nicht ausreichend niederinduktives Design führt durchaus zu Resonanzfrequenzen in einer Größenordnung, wie sie mit 10-fachen ESL -Werten erreicht werden.

Vorgeschlagene Dimensionierungsregeln

Um die Filtermethodik auf Schaltfrequenzen von bis zu 1 MHz anwenden zu können, werden folgende Dimensionierungsregeln vorgeschlagen:

- Das Leiterplatten-Layout ist so niederinduktiv wie möglich umzusetzen, um eine kritische Verschiebung der kondensatorbedingten Resonanzfrequenz zu vermeiden.
- Die Resonanzfrequenz des Filterkondensators (laut Datenblatt) muss oberhalb der vorgesehenen Schaltfrequenz liegen.

Technologiebedingt sinkt die Resonanzfrequenz des Kondensators mit steigendem Kapazitätswert. Bei zu großen Kapazitätswerten ist eine Parallelschaltung aus mehreren Kondensatoren entsprechend geringerer Kapazitätswerte vorzusehen. Auf Grund der linearen Volumenabhängigkeit mit kleinem Offset (Abbildung 5.17) bleibt der resultierende Bauraum annähernd unverändert.

Eine weitere Möglichkeit, die Resonanzfrequenz des Filterkondensators zu handhaben, ist die Verwendung einer anderen Technologie. Beispielsweise weisen Keramikkondensatoren geringere parasitäre Induktivitäten als die verwendeten Filmkondensatoren auf. Diese Variante wird in dieser Arbeit nicht verfolgt.

4.3 Dimensionierung Gleichtaktfilter

Die Dimensionierung des Gleichtaktfilters fließt nicht in den Optimierungsprozess des Gesamtsystems ein. Der Hauptgrund hierfür liegt darin, dass die Dimensionierung des CM-Filters stark vom Aufbau des leistungselektronischen Gerätes und den vorzufindenden parasitären Kapazitäten abhängt. Die Berücksichtigung dieser in analytischer Form zur Einbettung in die verwendete Methodik übersteigt den Rahmen der vorliegenden Arbeit. Daher erfolgt in diesem Abschnitt nur eine kurze Erläuterung zur prinzipiellen Vorgehensweise.

Die Dimensionierung des CM-Filters unterscheidet sich wesentlich von der des DM-Filters. Ein Hauptunterschied begründet sich darin, dass die Größe der zwischen Phase und Masse geschalteten Y-Kondensatoren C_{CM} in der Norm durch den maximal zulässigen Ableitstrom von 3,5 mA bei 110% der Netzspannung begrenzt wird [71]. Nach

$$C_{CM} \leq \frac{1}{2n_f} \frac{3,5 \text{ mA}}{1,1 U_{\text{Netz}} \omega} \quad (4.29)$$

darf die Gesamtkapazität eines einstufigen einen Wert von 44 nF nicht überschreiten, so dass für einen einstufigen Filter beispielsweise zwei Kondensatoren zu je 20 nF eingesetzt werden können. Hierbei sind Toleranzen und parasitäre Kapazitäten zu berücksichtigen, um die zulässige Stromstärke in jedem Fall zu unterschreiten [10].

Die erforderliche Dämpfung des CM-Filters ist somit über die CM-Drossel zu erreichen, deren Induktivität nach [9] berechnet wird zu

$$L_{CM} = \frac{1}{(2\pi f_D)^2 C_{CM}} \sqrt[n]{Att_{\text{req,CM}}}. \quad (4.30)$$

Die Abbildung der Bauraumabhängigkeit der CM-Drossel von Induktivität und Strom in Form einer kontinuierlichen Funktion wie bei der DM-Filterdrossel ist auf Grund begrenzter verfügbarer Kerngrößen nicht möglich. Weiterhin sind für die CM-Drossel einlagige Wicklungen zur Verringerung parasitärer Kapazitäten und Verbesserung des HF-Verhaltens zu bevorzugen [10].

Zur Bestimmung der Größe der CM-Induktivität wird die erforderliche Dämpfung des CM-Pfades benötigt. Diese ist wesentlich durch die parasitäre Kapazität zwischen den Umrichter-

komponenten und Masse bestimmt [9]. Die Ermittlung dieser Kapazität durch elektromagnetische FEM-Simulationen erfordert einen sehr großen Modellierungsaufwand und bringt zudem eine Vielzahl von Ungenauigkeiten und Unsicherheiten mit sich. Ein gängiger Weg ist die Impedanzmessung am fertigen Prototypen [9].

Weiterhin ist der Wert der CM-Störspannung nötig, der unter Kenntnis der parasitären Kapazität durch Simulation bestimmt werden kann [76]. Da die Y-Kondensatoren bereits berechnet sind und die CM-Drossel begrenzt viele Dimensionen annehmen kann, kann mit Hilfe der beschriebenen Vorgehensweise ein Prototyp gebaut werden, der Platzhalter für den CM-Filter vorsieht. Nach Bestimmung der erforderlichen CM-Dämpfung durch Messung und Simulation können die Drosseln passender Werte eingesetzt werden.

Die praktische Umsetzung des CM-Filters wurde im Rahmen dieser Arbeit nicht durchgeführt.

5 Dimensionierung passiver Komponenten

In diesem Kapitel werden Modelle für die passiven Komponenten Boost-Drossel, Filterdrosseln, Filter-Kondensatoren und den Zwischenkreiskondensator erarbeitet. Das Ziel der Modellierung ist eine Vorhersage der benötigten Bauräume über alle betrachteten Betriebspunkte. Daher werden die Modelle so ausgewählt, dass der rechnerische Aufwand relativ gering ist und diese mit den zuvor erläuterten Modellen zusammenführbar sind.

5.1 Magnetische Komponenten

Die in dieser Arbeit präsentierte Dimensionierungsmethode soll sowohl für die Boost-Drossel, als auch für die Filterinduktivitäten anwendbar sein. Die Dimensionierungskriterien unterscheiden sich im zu erzielenden Induktivitätswert und in der Stromwelligkeit. Für den nicht-lückenden Betrieb wird die maximal zulässige Stromwelligkeit $\Delta i_{L,CCM,pk-pk,max}$ der Boost-Drossel erreicht, wenn

$$L_{CCM} = \frac{U_{ZK}}{4f_s \Delta i_{L,CCM,pk-pk,max}} \quad (5.1)$$

erfüllt ist, wobei U_{ZK} die Ausgangsspannung und f_s die Schaltfrequenz des PFC-Gleichrichters ist. Unter Annahme einer homogenen Flussdichteverteilung im Kern lässt sich die maximale Flussdichte mit

$$B_{max} = \frac{N \mu_0 (\hat{i}_L + \Delta i_{L,CCM,pk-pk,max}/2)}{2l_{Luft}} \quad (5.2)$$

annähern [81]. Hierbei ist N die Windungszahl, μ_0 die magnetische Permeabilität im Vakuum und l_{Luft} die Luftspatlänge. Entsprechend der im Folgenden gewählten Kernart tritt die Luftspatlänge entlang eines magnetischen Pfades zweifach auf (Abbildung 5.1).

Dimensionierungsziele

Die Dimensionierung der magnetischen Komponenten in dieser Arbeit erfolgt unter den Aspekten

- des Erzielens des gewünschten Induktivitätswertes,
- der Einhaltung des thermischen Grenzwertes,

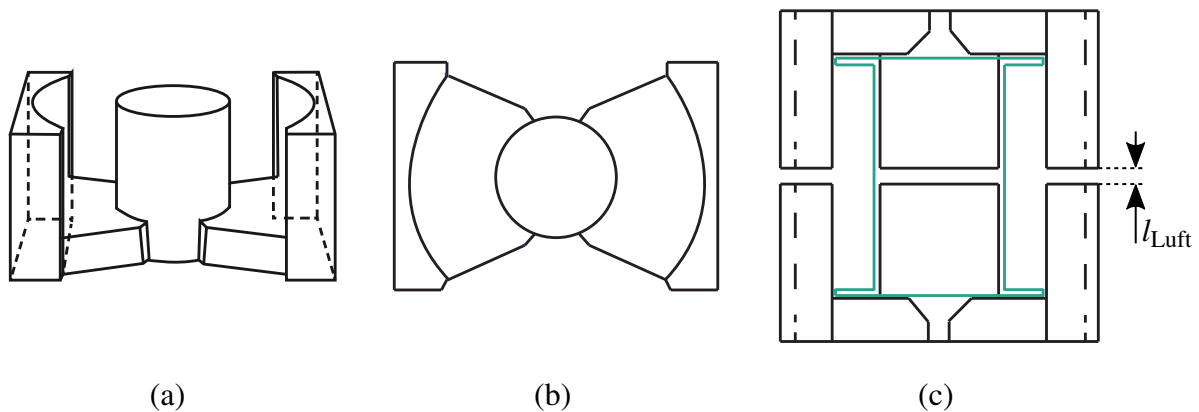


Abbildung 5.1: Betrachtete Kernform: PQ-Kern (a) dreidimensionale Ansicht einer Kernhälfte, (b) Kernquerschnitt, (c) Zusammenfügung zweier Kernhälften mit Luftspalt und angedeutetem Wickelkörper

- der Vermeidung der Sättigung des Kernmaterials und
- der Umsetzung der vorgenannten Kriterien durch einen möglichst geringen Bauraum.

In diesem Kapitel werden die elektromagnetischen-, thermischen und die Verlustmodelle beschrieben, die dem Dimensionierungsprozess für die Boost-Drosseln und den Filterinduktivitäten zu Grunde liegen. Da damit Geometrieabhängigkeiten einhergehen, werden im Vorfeld die notwendigen Festlegungen getroffen.

Da die Kernart wesentlich die Modellierung beeinflusst, wurde eine bestimmte Kernart ausgewählt. In dieser Arbeit kommen PQ-Kerne zum Einsatz (Abbildung 5.1). Sie bieten einige Vorteile gegenüber konventionellen runden oder eckigen E-Kernen. Diese liegen hauptsächlich im optimierten runden Mittelschenkel und der größeren Oberfläche begründet. Der runde Mittelschenkel reduziert die Wicklungslänge und damit auch die Wicklungsverluste. Zusätzlich liegt eine bessere thermische Anbindung der Wicklung an den Kern vor, was Vorteile für die Kühlung mit sich bringen kann. Die größere Kernoberfläche verbessert das Entwärmungsvermögen. Weiterhin realisiert die Kernform eine effektivere Schirmung der Wicklung [82]. Um die Modellierung auf andere Kernarten anzuwenden, wird hauptsächlich ein geändertes Reluktanzmodell benötigt. Weiterhin hat die Kernform Auswirkungen auf einen Teil der Wicklungsverluste. Die in dieser Arbeit berücksichtigten PQ-Kerngrößen sind im Anhang A.2.1 zusammengetragen.

Zur Umsetzung der notwendigen Induktivität wird ein Luftspalt zum Einsatz kommen. PQ-Kerne mit vorgefertigtem Luftspalt im Mittelschenkel sind nur sehr begrenzt verfügbar. Weiterhin schränkt diese Option die möglichen Luftspallängen stark ein. Für die Bearbeitung der vorgesehenen Materialien sind konventionelle Mechanikwerkstätten nicht ausgerüstet, so dass vom eigenständigen Abtragen des Kernmaterials in einer relevanten Größenordnung (mm-Bereich) abzuraten ist. Eine einfache Möglichkeit, den Luftspalt in beliebiger Länge zu realisieren, ist das Einbringen von Isolationspapier als Abstandshalter. Somit resultieren Luftspalte in allen drei Schenkeln des PQ-Kerns, was sowohl bei der Berechnung der Induktivität, als auch der Verluste zu berücksichtigen ist.

Weiterhin beeinflusst das Wicklungsmaterial die Modellierung der magnetischen Komponenten, insbesondere der Wicklungsverluste. Massive Kupferleiter weisen bei den vorgesehenen hohen Schaltfrequenzen (dreistelliger kHz-Bereich) hohe Verluste auf. Für diese Schaltfrequenzen werden HF-Litze oder Folienleiter empfohlen [83]. Mit Folienleitern gehen Nachteile wie eine höhere Wicklungskapazität einher [84]. Ein entscheidender Nachteil entsteht bei der Anwendung für Drosseln mit Luftspalt, insbesondere für große Luftspalte, durch ein weit in das Wicklungsfenster eindringendes Magnetfeld. Hierbei treten Magnetfeldkomponenten senkrecht zur Leiteroberfläche auf. Infolge dessen werden Wirbelströme induziert, die trotz dünner Folie zu hohen Verlusten führen [83]. Daher wird in dieser Arbeit HF-Litze betrachtet. Ein mit der Wahl von HF-Litze einhergehender geringerer Füllfaktor wird in Kauf genommen (etwa 0,44 bei HF-Litze statt 0,6 bei Folienleitern [83]). Für alle Berechnungen wird Kupfer als Leitermaterial zugrunde gelegt.

Möglichkeiten zur Dimensionierung von induktiven Komponenten

Zur Dimensionierung von induktiven Komponenten stehen grundsätzlich analytische und Finite-Elemente-Methoden zur Verfügung.

Verschiedene kostenlose und kommerzielle Tools basieren auf der Finite-Elemente-Methode. Zur Berechnung von induktiven Komponenten sind diese zunächst im Tool zu konstruieren und alle Materialeigenschaften zuzuweisen, sowie die elektrische Belastung zu definieren. Daher ist das Ergebnis einer solchen vergleichsweise zeitintensiven Berechnung immer nur für diese eine Konfiguration gültig. Zur Berechnung optimierter Induktivitäten für alle Stromwelligkeiten und Schaltfrequenzen sind eine Vielzahl von Berechnungen nötig, die einen großen zeitlichen Aufwand darstellen. Die am häufigsten angewendeten Tools basieren auf einer zweidimensionalen Darstellung der Induktivität. Zweidimensionale Berechnungsergebnisse würden für den gewählten PQ-Kern zu entscheidenden Abweichungen führen. Die Simulation mittels einer dreidimensionalen Finite-Elemente-Methode würde die notwendige Zeitdauer weiter entscheidend erhöhen. Für die Methodik in der vorliegenden Arbeit ist eine Berechnung auf FEM-Basis daher nicht geeignet.

Es stehen verschiedene analytische Ansätze zur Dimensionierung von Induktivitäten zur Verfügung.

Einige Kernhersteller bieten Leitfäden an, um geeignete Kerne des Portfolios zu identifizieren und beispielsweise die nötige Anzahl an Wicklungen zu bestimmen. Mitunter werden Tools auf Herstellerwebseiten angeboten, die derartige Berechnungen, mitunter applikationsspezifisch, erlauben. Zum einen ist diese Möglichkeit nur auf das vom Hersteller angebotene Portfolio beschränkt, zum anderen sind damit nicht alle zuvor genannten vier Dimensionierungsziele und Randbedingungen, überhaupt oder in der gewünschten Detailtiefe, darstellbar.

Für die Implementierung in die Optimierungsmethodik der vorliegenden Arbeit ist eine detaillierte Modellierung der Induktivitäten auf analytischer Basis unerlässlich. Analytische Modelle, die

- ein Reluktanzmodell,

- Verlustmodelle und
- ein thermisches Modell

der Induktivitäten berücksichtigen, sind Vielfach in der Literatur zu finden [79, 83–88]. In diesem Kapitel werden das Reluktanzmodell, die Verlustmodelle und das thermische Modell auf Basis der genannten Literatur beschrieben.

Ein auf [84] basierendes, kommerzielles Tool namens GeckoMAGNETICS ermöglicht die Berechnung einer ausgewählten Konfiguration oder die Dimensionierung einer optimierten Induktivität im Rahmen vorgegebener Randbedingungen. Auch mit diesem Tool müsste eine Vielzahl von Berechnungen angestoßen werden, um die für die vorliegende Arbeit notwendigen Ergebnisse zu erhalten. Der Vorteil dieses Tools ist, dass die Daten der Kernmaterialien messtechnisch erfasst wurden, während die Datenblätter der Hersteller nicht für alle Betriebspunkte geeignete Daten aufweisen. Weiterhin sind die Modelle aus [84] durch Messungen weitreichend validiert. Daher wird GeckoMAGNETICS in der vorliegenden Arbeit verwendet, um die eigene, im Folgenden beschriebene, analytische Modellierung zu verifizieren.

5.1.1 Reluktanzmodell

Der korrekte Induktivitätswert garantiert die Einstellung der gewünschten Stromwelligkeit (Boost-Drossel) bzw. der gewünschten Filterdämpfung (Filterinduktivität) und ist somit essentiell für die Funktionsweise der PFC-Schaltung. Die Induktivität magnetischer Bauelemente L lässt sich mit Hilfe der Windungszahl N und der gesamten magnetischen Reluktanz $R_{m,ges}$ mittels

$$L = \frac{N^2}{R_{m,ges}} \quad (5.3)$$

bestimmen [84].

5.1.1.1 Magnetische Reluktanz des Kerns

Die magnetische Reluktanz eines Pfades $i = 1 \dots 6$ im Kern ist durch

$$R_{Kern,i} = \frac{l_{Kern,i}}{\mu_r \mu_0 A_{Kern,i}} \quad (5.4)$$

zu ermitteln (Abbildung 5.2), wobei μ_r die relative Permeabilität ist. Die gesamte Reluktanz des Kerns ohne Luftspalt kann aus effektiven Geometrieparametern des Datenblattes laut

$$R_{Kern} = \frac{l_{Kern,eff}}{\mu_r \mu_0 A_{Kern,eff}}, \quad (5.5)$$

berechnet werden. Für die Länge des gesamten magnetischen Pfades l_{Kern} und den Kernquerschnitt A_{Kern} werden die effektive magnetische Länge $l_{Kern,eff}$ bzw. der effektive Kernquerschnitt $A_{Kern,eff}$ eingesetzt.

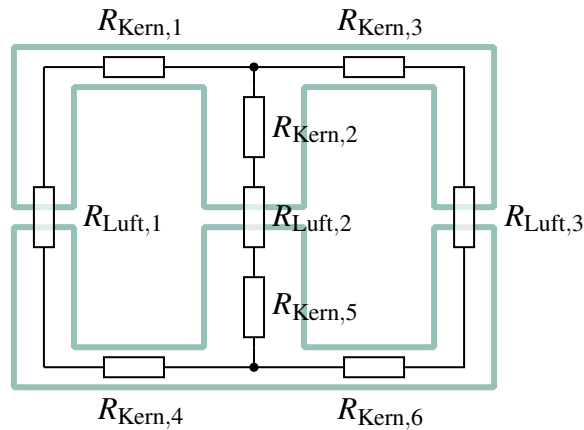


Abbildung 5.2: Reluktanzmodell anhand des Querschnitts eines beispielhaften Kerns mit drei Luftspalten.

5.1.1.2 Magnetische Reluktanz des Luftspalts

Ein Luftspalt im magnetischen Bauelement beeinflusst maßgeblich dessen Induktivitätswert. Die genaue Bestimmung der Luftspaltreluktanz ist daher unerlässlich zur Berechnung der gewünschten Induktivität.

Unter Vernachlässigung von Streuung und unter Annahme einer homogenen Flussdichteverteilung im Luftspalt der Länge l_{Luft} und des Querschnitts A_{Luft} errechnet sich die Reluktanz des Luftspalts nach [84] zu

$$R_{\text{Luft}} = \frac{l_{\text{Luft}}}{\mu_0 A_{\text{Luft}}}. \quad (5.6)$$

Die getroffenen Annahmen setzen eine im Vergleich zum Luftspaltquerschnitt A_{Luft} sehr kleine Luftspaltlänge l_{Luft} voraus. Ist dies nicht gegeben, ist die Weitung des Luftspalts durch das Streufeld zu berücksichtigen. In [84] wurde eine Methode vorgeschlagen, die die Berechnung dreidimensionaler Luftspalte unterschiedlicher Querschnittsformen akkurat und mit geringem mathematischen Aufwand erlaubt. Die Methode wird für rechteckige und kreisförmige Luftspaltquerschnitte ausgeführt. Die Berechnung für den kreisförmigen Luftspaltquerschnitt wird in dieser Arbeit auf den Mittelschenkel des PQ-Kerns angewendet. Weiterhin wird die Methode für den rechteckigen Querschnitt vereinfachend angepasst, um die Reluktanz der Luftspalte in den äußeren Schenkeln zu berechnen, die beim PQ-Kern nicht rechteckig sind (Abbildung 5.1). Im Folgenden wird die Methode nach [84] eingeführt.

Ausgangspunkt der Methode für rechteckige Luftspaltquerschnitte ist die Berechnung eines Basisluftspalts (Abbildung 5.3), für den sich die zweidimensionale Reluktanz zu

$$R'_{\text{basis}} = \frac{1}{\mu_0 \left(\frac{w}{2l} + \frac{2}{\pi} \left(1 + \ln \frac{\pi h}{4l} \right) \right)} \quad (5.7)$$

in m/H berechnet. Die Herleitung dieser Gleichung basiert auf der Lösung analytischer Feld-

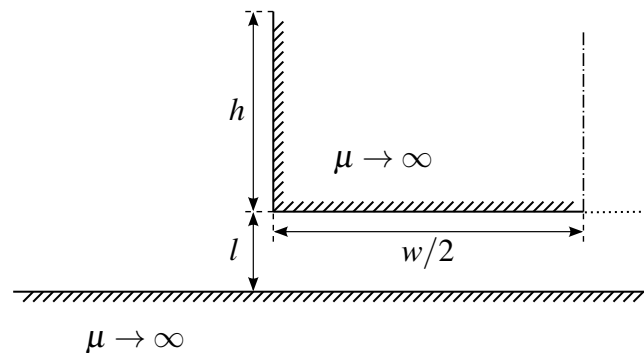


Abbildung 5.3: Basisluftspalt, aus dem verschiedene Luftspaltkonfigurationen zusammengesetzt werden können (Abbildung 5.4), Abbildung nach [84]

gleichungen und ist der Quelle [84] zu entnehmen. Aus diesem Basisluftspalt können, je nach Kernkonfiguration (z.B. EE- oder EI-Kern), verschiedene Luftspalttypen zusammengesetzt werden. Mit dem Ziel einen dreidimensionalen Luftspalt zu beschreiben, werden aus dem Basisluftspalt zweidimensionale Reluktanzen für die yz -Ebene (R'_{yz}) und die xz -Ebene (R'_{xz}) gebildet. Die konkrete Anwendung der Methode auf die im PQ-Kern vorhandenen Luftspalte ist in der Abbildung 5.4 veranschaulicht.

Der im PQ-Kern vorhandene Luftspalt (Abbildung 5.4 a) wird durch ein elektrisches Ersatzschaltbild nach (Abbildung 5.4 b) repräsentiert. Dazu wird das Ersatzelement R'_{basis} , was den Basisluftspalt darstellt, verwendet um daraus die Luftspaltanordnung des PQ-Kerns abzubil-

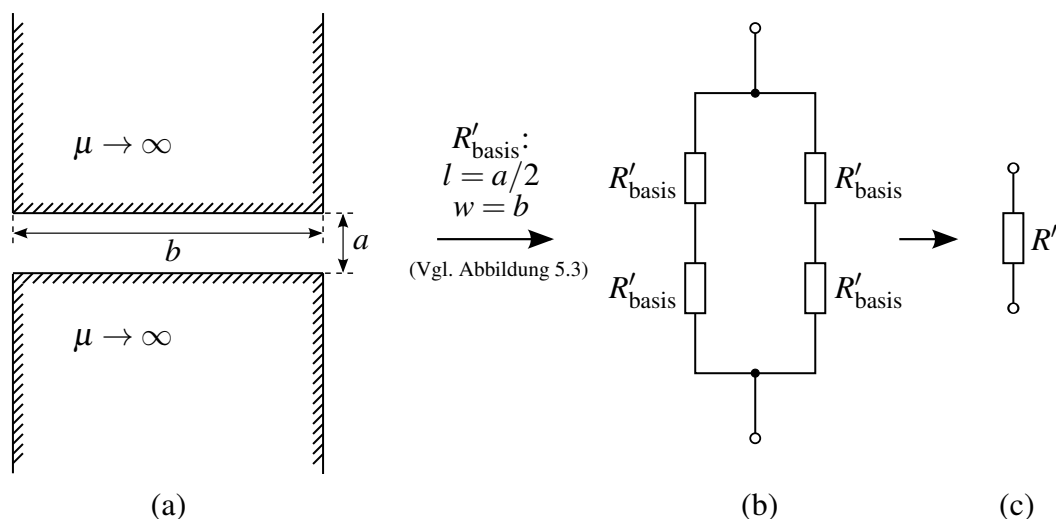


Abbildung 5.4: Zusammensetzung der Luftspaltreluktanz aus dem Basisluftspalt: (a) im PQ-Kern vorhandener Luftspalttyp, (b) Ersatzschaltbild für die Zusammensetzung der Basisluftspalte zum gewünschten Luftspalttyp, (c) resultierende magnetische Reluktanz des Luftspalts in der yz - oder xz -Ebene, Abbildung nach [84]

den. Diese Anordnung kann zu einer Ersatzgröße R' in Abbildung 5.4 c zusammengefasst werden.

Die Reduzierung der Luftspaltreluktanz durch die Streuung wird durch den sogenannten Streufaktor berücksichtigt. Für die Streuung in y -Richtung ergibt sich der Streufaktor σ_y aus dem Verhältnis der zweidimensionalen Luftspaltreluktanz R'_{yz} zur herkömmlich errechneten Reluktanz (ohne Streuung) laut

$$\sigma_y = \frac{R'_{yz}}{\frac{a}{\mu_0 b}}. \quad (5.8)$$

Die Größen a und b stellen geometrische Abmessungen des Luftspalts entsprechend der Abbildung 5.4 dar. Die Streuung in x -Richtung wird analog mit dem Streufaktor

$$\sigma_x = \frac{R'_{xz}}{\frac{a}{\mu_0 t}} \quad (5.9)$$

berechnet. Der Parameter t stellt die Tiefe des Luftspalts dar (Abbildung 5.5).

Die Streufaktoren beschreiben, um welchen Faktor die Luftspaltreluktanz im Vergleich zur idealen Reluktanz, Gleichung (5.6), reduziert wird. Die Wirkung lässt sich folgendermaßen beschreiben: Zunächst wird die ideale Reluktanz, Gleichung (5.6), mit dem Streufaktor σ_x multipliziert. Dies entspricht einer Vergrößerung des Luftspaltquerschnitts in x -Richtung durch Multiplikation mit $1/\sigma_x$ (Abbildung 5.5). Weiterhin wird diese vergrößerte Luftspaltquerschnittsfläche durch Multiplikation mit $1/\sigma_y$ in y -Richtung ausgedehnt. Dieser neue Luftspaltquerschnitt (unter Vernachlässigung von Streuung) weist dieselbe Reluktanz wie der ursprüngliche Luftspalt mit berücksichtigter Streuung auf. Nach Zusammenfassen der Streufaktoren zu

$$\sigma = \sigma_x \sigma_y \quad (5.10)$$

lässt sich die Reluktanz des Luftspalts nun durch die Multiplikation vom Streufaktor σ mit Gleichung (5.6) nach

$$R_{\text{Luft}} = \sigma \frac{a}{\mu_0 t b} \quad (5.11)$$

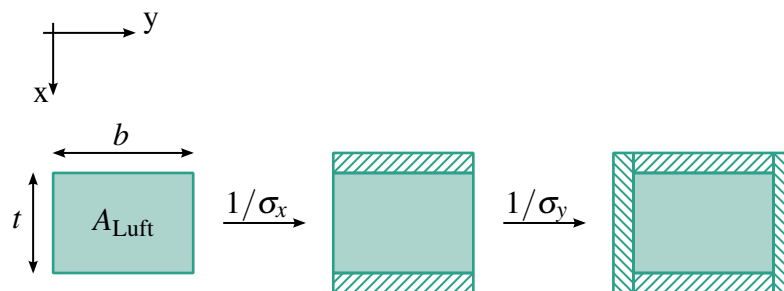


Abbildung 5.5: Prinzipdarstellung der Vergrößerung des Luftspaltquerschnitts durch Streuung nach [84]: (a) ursprünglicher Luftspaltquerschnitt, (b) Vergrößerung des Luftspaltquerschnitts in x -Richtung durch Multiplikation mit $1/\sigma_x$ (c) Vergrößerung des Luftspaltquerschnitts in y -Richtung durch Multiplikation mit $1/\sigma_y$.

bestimmen. Neben rechteckförmigen Luftspaltquerschnitten gibt [84] weiterhin die Berechnung für kreisförmige Luftspaltquerschnitte an, wie sie auf den Mittelschenkel des PQ-Kerns anzuwenden ist. Der Streufaktor im polaren Koordinatensystem lautet hier

$$\sigma_r = \frac{R'}{\frac{a}{\mu_0 2r}} \quad (5.12)$$

mit dem Radius r . Die Reluktanz des kreisförmigen Luftspalts lässt sich mit

$$R_{\text{Luft},r} = \sigma_r^2 \frac{a}{\mu_0 r^2 \pi} \quad (5.13)$$

berechnen.

5.1.2 Verluste

Die Verlustleistung von magnetischen Bauelementen kann aus der Summe der Kernverluste und der Wicklungsverluste gebildet werden, deren Modellierung in den folgenden Abschnitten erläutert wird.

5.1.2.1 Kernverluste

Die Kernverluste entstehen aus den physikalischen Eigenschaften der ferromagnetischen Materialien und lassen sich in Hysterese-, Wirbelstromverluste und Verluste durch den Relaxationseffekt einteilen [84].

In einem Material ergibt sich ein magnetisches Dipolmoment im Atom aus der Rotation der Elektronen um ihren Kern, sowie aus ihrem Spin. Bei ferromagnetischen Materialien formen sich Dipole gleicher Orientierung zu Weiß'schen Bezirken. Ist ein externes Magnetfeld vorhanden, so richten sich die Dipole je nach Feldstärke aus, bis sie eine neue Vorzugsrichtung der Magnetisierung einnehmen. Dieser Vorgang lässt sich in einer Magnetisierungskurve oder auch Hysteresekurve abbilden, welche die magnetische Flussdichte in Folge der magnetischen Feldstärke beschreibt (Abbildung 5.6).

Der Vorgang der Ummagnetisierung ist verlustbehaftet. Die bei einem vollständigen Durchlaufen der Hysteresekurve eingeschlossene Fläche ist ein Maß für die Verlustenergie in Form der Hystereseverluste [83, 84].

Die im PFC-Gleichrichter eingesetzten induktiven Bauelemente erfahren eine netzfrequente, sinusförmige Belastung, zu der sich ein schaltfrequenter Anteil in Abhängigkeit der gewählten Stromwelligkeit addiert. Die in Abbildung 5.6 dargestellte Hysteresekurve wird somit netzfrequent durchlaufen, während sich auf dieser Kurve lokal kleine Magnetisierungskurven bilden. Um das Ziel kleiner Bauräume des PFC-Gleichrichters zu erreichen, sind Schaltfrequenzen im zwei- bis dreistelligen kHz-Bereich zu erwarten. Da die lokalen Hysteresekurven mit dieser Schaltfrequenz durchlaufen werden, ist die eingeschlossene Fläche durch die Wahl des

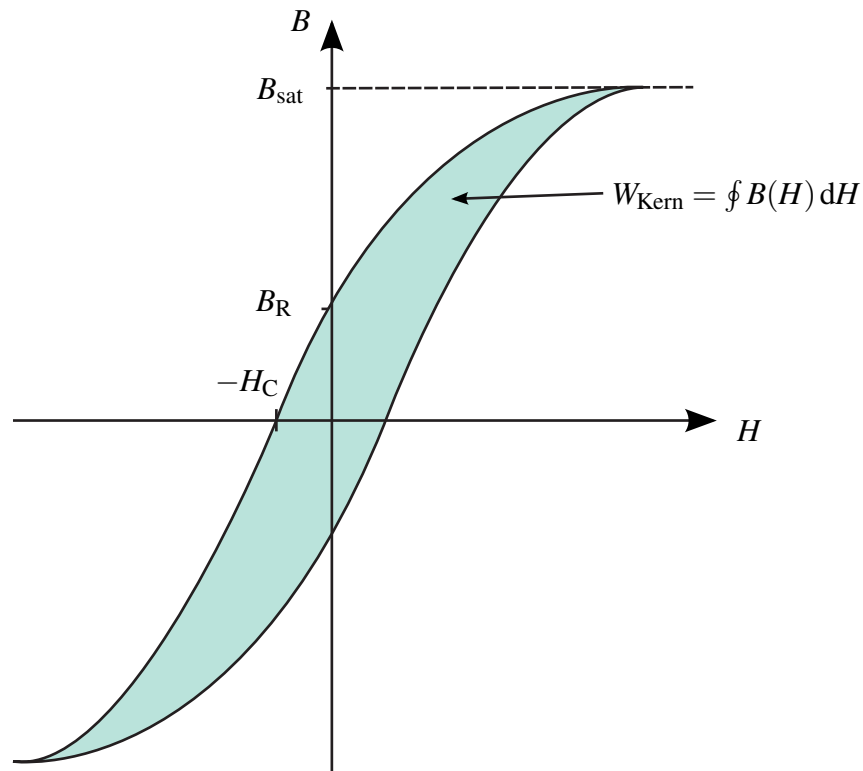


Abbildung 5.6: Beispielhafte Magnetisierungskurve eines Kernmaterials

Kernmaterials gering zu halten. Weichmagnetische Werkstoffe bieten die Eigenschaft kleiner Hysteresekurven auf Grund einer geringen Koerzitivfeldstärke H_C (Abbildung 5.6). Für hohe Schaltfrequenzen eignet sich besonders der Einsatz von Ferrit als Kernmaterial, welches in dieser Arbeit zum Einsatz kommt (Mangan-Zink-Ferrite eignen sich für Frequenzen bis ca. 1,5 MHz [79]).

Ist der Kern einem sich ändernden Magnetfeld ausgesetzt, so wird nach dem Induktionsgesetz eine Spannung induziert. In Abhängigkeit des elektrischen Widerstands des Kernmaterials führt das zu Wirbelströmen, die entsprechend der Lenz'schen Regel der Ursache entgegen gerichtet sind. Dies entspricht den Wirbelstromverlusten. Durch Einsatz von Ferrit als Kernmaterial, welches einen hohen spezifischen elektrischen Widerstand im Bereich 10^6 bis $10^9 \Omega \cdot \text{m}$ aufweist, werden Wirbelstromverluste effektiv unterdrückt.

Die letzte Art der Kernverluste wird durch den sogenannten Relaxationseffekt hervorgerufen [84, 86, 87]. Diese Verluste sind der Umordnung der Weiß'schen Bezirke beim Übergang zwischen zwei thermischen Gleichgewichtszuständen verschuldet. Sie spielen insbesondere eine Rolle, wenn sich die Magnetisierung schnell ändert, wie es in schaltenden Anwendungen der Fall ist. Die Folge dessen ist eine Änderung der Magnetisierung, obwohl das Feld konstant ist, womit Verluste einhergehen [84].

Zur Berechnung der genannten Kernverluste existieren mehrere Methoden. In dieser Arbeit

wird sich auf die Verwendung der Methoden nach Steinmetz fokussiert. Ausgangspunkt ist die empirische Steinmetz-Gleichung (engl. „Steinmetz Equation“, SE) für sinusförmige Flussdichteverläufe

$$P_{\text{Kern}} = k f^\alpha \hat{B}^\beta V_{\text{Kern}}, \quad (5.14)$$

die die Hysteres- und Wirbelstromverluste in Abhängigkeit der maximal auftretenden Flussdichte \hat{B} und der Frequenz f als volumenspezifische Größe beschreibt. Die Steinmetz-Parameter k , α und β können dem Datenblatt der Kernhersteller entnommen werden. Mit Hilfe des Diagramms für die volumenbezogene Verlustleistung in Abhängigkeit der Frequenz werden die Steinmetz-Parameter nach den Gleichungen

$$\alpha = \frac{\log(P_{\text{Kern}}(f_2)/P_{\text{Kern}}(f_1))}{\log(f_2/f_1)}, \quad (5.15)$$

$$\beta = \frac{\log(P_{\text{Kern}}(\hat{B}_2)/P_{\text{Kern}}(\hat{B}_1))}{\log(\hat{B}_2/\hat{B}_1)} \quad (5.16)$$

und

$$k = \frac{P_{\text{Kern}}(f_3)}{f_3^\alpha \hat{B}_3^\beta V_{\text{Kern}}} \quad (5.17)$$

approximiert und auch extrapoliert [85]. Die Indizes eins bis drei stehen für die drei Datenpunkte, die aus dem Diagramm zu entnehmen sind. Da das Ergebnis der Parameter betriebspunktabhängig ist, ist die Approximation um den betrachteten Arbeitspunkt bzgl. Flussdichte, Frequenz und Temperatur durchzuführen.

Da in vielen Anwendungen keine rein sinusförmigen Flussdichteverläufe vorliegen, wurde der Ansatz weiterentwickelt. Es existieren die folgenden Abwandlungen:

- „Modified Steinmetz Equation“, MSE [89]: Diese Methode erweitert die Steinmetz-Gleichung um nichtsinusförmige Flussdichteverläufe. Sie beruht auf dem Prinzip, dem nichtsinusförmigen Flussdichteverlauf eine äquivalente Frequenz zuzuordnen, so dass dieser dieselben Verluste wie der sinusförmige Flussdichteverlauf gleicher Amplitude aufweist. Nachteil dieser Methode ist zum Einen die Notwendigkeit des zeitlich abhängigen Flussdichteverlaufs, zum Anderen die einschränkende Annahme $P_{\text{Kern}} \sim f^2$ [83].
- „Generalized Steinmetz Equation“, GSE [90]: Die Einschränkung $P_{\text{Kern}} \sim f^2$ wird hier aufgehoben, in dem neben der äquivalenten Frequenz mit einer äquivalenten Flussdichte gerechnet wird. Der Nachteil, die Berechnung anhand des zeitlich abhängigen Flussdichteverlaufs vorzunehmen, bleibt bestehen und stellt einen hohen rechnerischen Aufwand dar.
- „Improved generalized Steinmetz Equation“, iGSE [91]: Hier wird die Genauigkeit gegenüber der GSE verbessert und der Berechnungsaufwand reduziert. Die Erhöhung der Genauigkeit liegt in der Berücksichtigung der Flussdichteänderung sowie sogenannter „minor loops“. Zur Berechnung der Kernverluste

$$P_{\text{Kern}} = \left(\frac{1}{T} \int_0^T K_{\text{ic}} \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha (\Delta B)^{\beta-\alpha} dt \right) V_{\text{Kern}} \quad (5.18)$$

wird lediglich der Spitze-Spitze-Wert der magnetischen Flussdichte ΔB sowie deren zeitliche Änderung $\frac{dB}{dt}$ benötigt, die bei einem dreieckigen oder trapezförmigen Flussdichteverlauf einfach zu bestimmen sind. Die Parameter k , α und β entsprechen den bereits eingeführten Steinmetz-Parametern und

$$K_{ic} = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha 2^{\beta-\alpha} d\theta}. \quad (5.19)$$

Durch Einsetzen sinusförmiger Flussdichteverläufe in die Gleichung (5.18) wird die iGSE in die SE überführt [84].

- „Improved-improved generalized Steinmetz Equation“, i^2 GSE [84]: Bei dieser Methode werden die Verluste durch den Relaxationseffekt berücksichtigt, indem ein neuer Term zur iGSE addiert wird:

$$P_{Kern} = \left(\frac{1}{T} \int_0^T K_{ic} \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha (\Delta B)^{\beta-\alpha} dt + \sum_{l=1}^n Q_{rl} P_{rl} \right) V_{Kern}. \quad (5.20)$$

Die Relaxationsverluste P_{rl} sind für jede sprunghafte Spannungsänderung zu bestimmen. Die Funktion Q_{rl} beschreibt die Art der Spannungsänderung. Sowohl P_{rl} als auch Q_{rl} beinhalten zusätzliche materialabhängige Größen, die sogenannten Relaxationsparameter. Der Nachteil der i^2 GSE-Methode ist die Notwendigkeit von Kernverlustmessungen für die zu betrachtenden Kernmaterialien, da die Relaxationsparameter nicht aus den Datenblättern der Kernhersteller extrahiert werden können.

Die Auswirkung des Relaxationseffektes wurde in [84] durch einen Vergleich der iGSE- und i^2 GSE-Methode mit Messergebnissen in Abhängigkeit des Tastgrades veranschaulicht. Aus diesem geht hervor, dass die Verluste der iGSE- und i^2 GSE-Methoden für Tastgrade $d \leq 0,1$ deutlich voneinander abweichen. Dies bedeutet, dass Verluste durch den Relaxationseffekt dann zum Tragen kommen, wenn die angelegte Spannung null bzw. der magnetische Fluss konstant ist, was bei kleiner werdenden Tastgraden zunehmend der Fall ist. Die Induktivitäten im PFC-Gleichrichter erfahren wechselweise die sinusförmige Netzspannung u_{Netz} (im Boost-Betrieb) und $(u_{Netz} - U_{ZK})$ (im nicht-Boost-Betrieb). Dies resultiert in dreieckförmigen Flussdichteverläufen ohne relevante Anteile konstanten Flusses. Daher spielen die Relaxationseffekte und die damit einhergehenden Verluste, im Vergleich zur Anwendung im DC-DC-Wandler [84], für den PFC-Gleichrichter eine untergeordnete Rolle und werden hier vernachlässigt. Aus diesem Grund wird die Modellierung der Kernverluste nach der iGSE-Methode vorgenommen.

Zur Reduzierung des Rechenaufwands wurden die Gleichungen (5.18) und (5.19) entsprechend der Arbeit [91] vereinfacht. Die numerische Integration des Terms $\int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha d\theta$ wurde in [91] für verschiedene Werte von α durchgeführt. Durch Ausgleichsrechnung wurde der Zusammenhang

$$\int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha d\theta = 4 \left(0,2761 + \frac{1,7061}{\alpha + 1,354} \right) \quad (5.21)$$

vorgeschlagen. Damit vereinfacht sich die Gleichung (5.19) zu

$$K_{ic} = \frac{k}{2^{\beta+1} \pi^{\alpha-1} \left(0,2761 + \frac{1,7061}{\alpha+1,354}\right)}. \quad (5.22)$$

Die Gleichung (5.18) wird auf abschnittsweise lineare Flussdichteverläufe angewendet. Durch die Diskretisierung wird aus dem Integral eine Summe über alle j Abschnitte der Dauer Δt_j und die Kernverluste lauten

$$P_{\text{Kern}} = \left(\frac{K_{ic} (\Delta B)^{\beta-\alpha}}{T} \sum_j \left| \frac{U_{L,j}}{N A_{\text{Kern,eff}}} \right|^\alpha \Delta t_j \right) V_{\text{Kern}}. \quad (5.23)$$

Die abschnittsweise an der Induktivität anliegende Spannung $U_{L,j}$ wurde, angelehnt an die Beschreibung im Abschnitt 2.2.3.4, in Abhängigkeit der Schaltzustände bestimmt. ΔB ist der Spitze-Spitze-Wert der Flussdichte, der sich aus dem Umlauf der Hysteresekurve mit Netzfrequenz ergibt.

5.1.2.2 Wicklungsverluste

Die ohmschen Verluste in den Wicklungen repräsentieren den zweiten Anteil der Gesamtverluste eines magnetischen Bauelementes. Diese Verlustart kann weiter kategorisiert werden in Verluste, die in Folge eines Gleichstroms auftreten, und frequenzabhängige Verluste in Folge von Stromverdrängungseffekten. Diese unterteilen sich in Skin- und Proximity-Effekt [84]. Ursächlich für die Stromverdrängung sind Wirbelströme, die Folge der Magnetfeldänderung entweder durch den Stromfluss innerhalb des Leiters, anderer Leiter oder des Luftspaltstreufeldes sind.

Verluste durch Gleichstrom

Die Verluste durch den Gleichanteil des Stromes hängen vom Leiterquerschnitt, der Leiterlänge, der elektrischen Leitfähigkeit des Leitermaterials und dem Gleichstromanteil ab [79]. Der DC-Widerstand der HF-Litze pro Längeneinheit mit der Einzeldrahtanzahl N_{Strand} und dem Einzeldrahtdurchmesser d_{Strand} lässt sich durch

$$R'_{\text{DC}} = \frac{4}{\kappa_{\text{cu}} \pi d_{\text{Strand}}^2 N_{\text{Strand}}} \quad (5.24)$$

berechnen [83], wobei κ_{cu} die elektrische Leitfähigkeit bezeichnet. Damit können die Verluste durch den Gleichanteil des Stromes $I_{L,\text{avg}}$ für eine Induktivität mit N Wicklungen der mittleren Windungslänge l_{Wind} mit

$$P_{L,\text{DC}} = R'_{\text{DC}} N l_{\text{Wind}} I_{L,\text{avg}}^2 \quad (5.25)$$

ermittelt werden.

Verluste durch den Skin-Effekt

Weist der Strom durch den Leiter Frequenzanteile größer null auf, so bildet sich ein magnetisches Wechselfeld um den Leiter aus (Abbildung 5.7 a). Nach dem Induktionsgesetz verursacht die Änderung des Magnetfeldes eine Spannungsinduktion. Die induzierte Spannung bewirkt sogenannte Wirbelströme, die entsprechend der Lenz'schen Regel ihrer Ursache entgegen gerichtet sind. Die Richtung der Wirbelströme im Leiterinneren ist invers zum verursachenden Strom (Abbildung 5.7b), was zur Stromverdrängung im Leiterinneren führt (Abbildung 5.7c). Somit reduziert sich die effektive stromführende Leiterfläche und der für den Wechselstromanteil wirksame elektrische Widerstand des Leiters steigt. Dieses Phänomen wird Skin-Effekt genannt. Es wird angenähert, dass der Wechselstromanteil nur noch im äußeren Bereich des Leiters fließt, in einem Band der Dicke, die der Eindringtiefe

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_{\text{cu}} \kappa_{\text{cu}}}}, \quad \mu_{\text{cu}} \approx \mu_0, \quad (5.26)$$

entspricht [83].

Eine exakte Bestimmung der Stromdichteverteilung im Leiter erfolgte in [85, 92, 93] durch die detaillierte Lösung der Feldgleichungen. Daraus resultiert eine Erhöhung des DC-Widerstandes um den frequenzabhängigen Faktor

$$F_R = \frac{\xi}{4\sqrt{2}} \cdot \frac{(\text{ber}_0(\xi) - \text{bei}_0(\xi)) \text{bei}_1(\xi) - (\text{ber}_0(\xi) + \text{bei}_0(\xi)) \text{ber}_1(\xi)}{\text{ber}_1(\xi)^2 + \text{bei}_1(\xi)^2}. \quad (5.27)$$

Die Kelvin-Funktionen $\text{ber}_n(\xi)$ und $\text{bei}_n(\xi)$ stehen in Zusammenhang mit der Bessel-Funktion

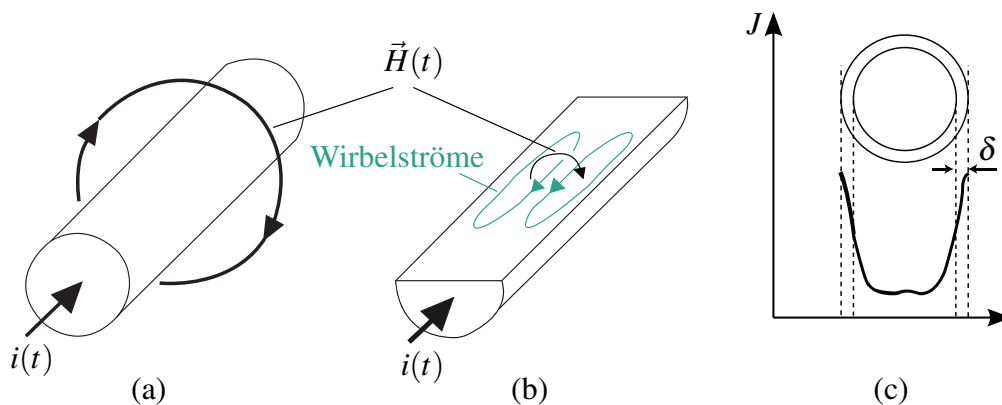


Abbildung 5.7: Verursachte Wirbelströme durch den Skin-Effekt: (a) ein von Wechselstrom durchflossener Leiter ist von einem magnetischen Wechselfeld umgeben, (b) das magnetische Wechselfeld verursacht Wirbelströme, die im Leiterinneren dem ursächlichen Strom entgegengerichtet sind (aus Gründen der Übersicht sind die magnetischen Feldlinien angedeutet und nicht geschlossen dargestellt), (c) dadurch ist das Leiterinnere stromfrei und der Strom fließt im äußeren Band, dessen Dicke Skin-Tiefe (δ) genannt wird (Abbildung nach [83])

J_n über

$$J_n(\xi e^{j\frac{3\pi}{4}}) = \text{ber}_n(\xi) + j \text{bei}_n(\xi). \quad (5.28)$$

Die relative Dicke des Einzeldrahts ξ lautet

$$\xi = \frac{d_{\text{Strand}}}{\sqrt{2} \delta}. \quad (5.29)$$

Die Verluste durch den Skin-Effekt ergeben sich durch die Summe aller Frequenzanteile zu

$$P_{L,\text{Skin}} = R'_{\text{DC}} N l_{\text{Wind}} \sum_{v=1}^{\infty} F_R(v) \hat{I}_{L,v}^2. \quad (5.30)$$

Hierfür ist der dreieckförmige Strom durch Fourier-Zerlegung in seine Frequenzanteile mit den Amplituden $\hat{I}_{L,v}$ aufzuteilen [83]. In dieser Arbeit wurde diese Methode verwendet und es wurden Anteile bis zur fünften Harmonischen der Schaltfrequenz berücksichtigt.

Verluste durch den Proximity-Effekt

Neben dem eigens verursachten magnetischen Wechselfeld wirkt auf jeden Leiter auch das Magnetfeld benachbarter Leiter. Da diese Leiter in einer Induktivität typischerweise vom selben Strom durchflossen werden, ist die Richtung des Stromes identisch [83]. Daher werden Wirbelströme verursacht, die für eine Stromverdrängung in die äußeren Bereiche der Doppelleitung sorgen (Abbildung 5.8 a).

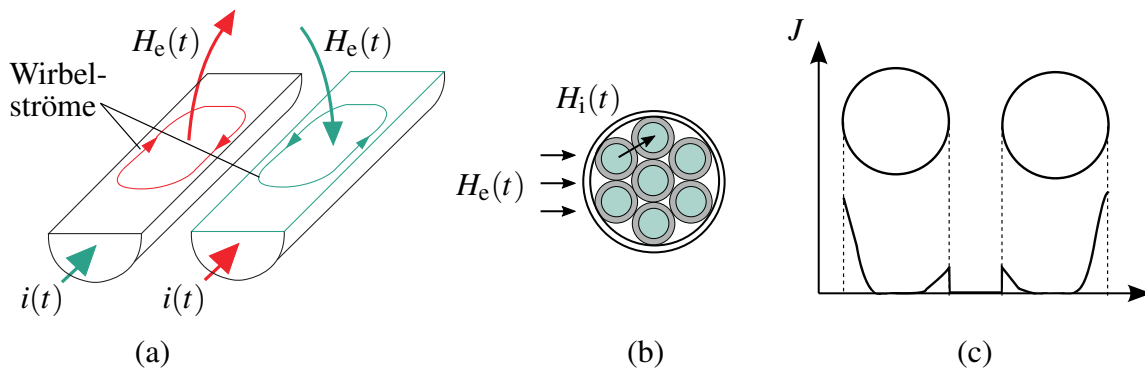


Abbildung 5.8: Verursachte Wirbelströme durch den Proximity-Effekt: (a) die magnetischen Wechselfelder durchsetzen benachbarte Leiter und verursachen dort Wirbelströme, (b) in einer Litzenanordnung können die ursächlichen magnetischen Wechselfelder durch benachbarte Windungen oder Streufelder (H_e) und benachbarte Litzen innerhalb des Litzbündels (H_i) hervorgerufen werden, (c) Stromdichteverteilung J über dem Querschnitt der betrachteten Doppelleitung: der Strom wird auf die äußeren Bereiche der Doppelleitung verdrängt (aus Gründen der Übersicht sind die magnetischen Feldlinien angedeutet und nicht geschlossen dargestellt; Abbildung nach [83])

Dieses Phänomen wird als Proximity-Effekt bezeichnet. Bei der Verwendung von HF-Litze unterteilt sich dieser in den inneren Proximity-Effekt, der die Einzeldrähte und deren Magnetfelder innerhalb eines Litzbündels berücksichtigt, sowie den äußeren Proximity-Effekt, der durch externe Magnetfelder verursacht wird (Abbildung 5.8 b). Externe Magnetfelder sind solche von benachbarten Leitern (Windungen), können aber zudem auch durch die Nähe zu existierenden Luftspalten begründet liegen. Die in Abbildung 5.8 b angedeuteten Litzbündel innerhalb des Leiters sind der Leiterlänge nach gegeneinander verdreht. Weiterhin besteht jedes Litzbündel aus weiteren verdrehten Bündeln, die wiederum verdrehte Einzeladern beinhalten. Die Bündel und die Verdrehung reduzieren die frequenzabhängigen Verluste.

Die inneren Proximity-Verluste lassen sich durch

$$P_{L,Prox,int} = \frac{N_{Strand}^2 N l_{Wind} R'_{DC}}{2 \pi^2 d_a^2} \sum_{v=1}^{\infty} G_R(v) \hat{I}_{L,v}^2, \quad (5.31)$$

mit dem Litzbündeldurchmesser d_a , sowie die äußeren Proximity-Verluste mittels

$$P_{L,Prox,ext} = N_{Strand}^2 N l_{Wind} R'_{DC} \sum_{v=1}^{\infty} G_R(v) \hat{H}_{e,v}^2 \quad (5.32)$$

berechnen [85]. Unter Annahme einer gleichmäßigen Stromaufteilung auf die Einzeldrähte folgt aus der Lösung der Feldgleichungen der Frequenzfaktor nach [84]

$$G_R = -\frac{\xi \pi^2 d_{Strand}^2}{2 \sqrt{2}} \left(\frac{\text{ber}_2(\xi) \text{ber}_1(\xi) + \text{ber}_2(\xi) \text{bei}_1(\xi)}{\text{ber}_0(\xi)^2 + \text{bei}_0(\xi)^2} \right) \quad (5.33)$$

$$+ \frac{\text{bei}_2(\xi) \text{bei}_1(\xi) - \text{bei}_2(\xi) \text{ber}_1(\xi)}{\text{ber}_0(\xi)^2 + \text{bei}_0(\xi)^2} \Big). \quad (5.34)$$

Die Gleichung (5.32) unterliegt der Annahme eines über dem Querschnitt des Einzeldrahtes homogenen externen Magnetfelds der Amplitude $\hat{H}_{e,v}$. Diese Annahme ist gerechtfertigt, da der Einzeldrahtdurchmesser sehr viel kleiner ist im Vergleich zu den Maßen des Wicklungsfensters [83]. Das Streufeld durch den vorhandenen Luftspalt verhindert eine eindimensionale Problemlösung. Die Berechnung des externen Magnetfeldes unter Berücksichtigung eines Luftspalts wurde in [94, 95] beschrieben. Diese basieren auf der Spiegelungsmethode. Die Grundlage der Spiegelungsmethode ist das Ersetzen von räumlichen Begrenzungen durch gespiegelte Ströme, so dass das magnetische Feld unverändert bleibt. In diesem Fall wird das Wicklungsfenster durch den Kern unter Annahme unendlicher Permeabilität begrenzt. In Folge dessen kann das Magnetfeld aus der Summe der Ströme und gespiegelten Ströme ermittelt werden [84, 95].

Für eine Wicklungsanordnung entsprechend Abbildung 5.9 a berechnet sich das externe magnetische Feld, dem der Leiter an der Position (x_i, y_k) auf Grund des Stromes \hat{i}_{x_u, y_l} des Leiters

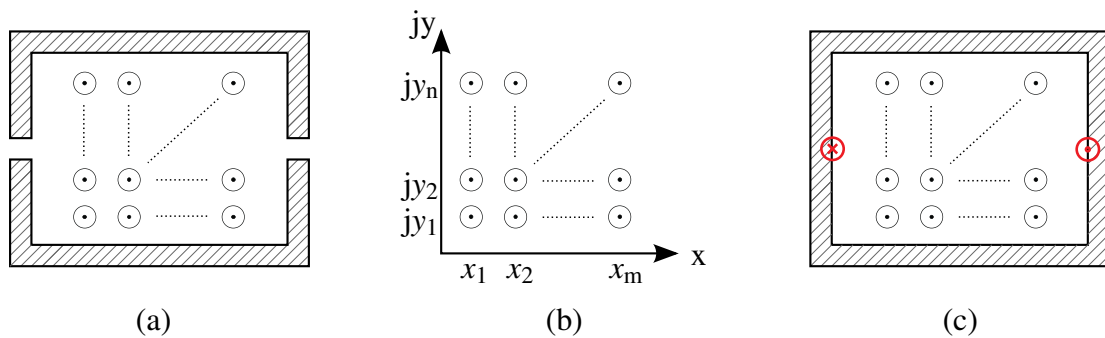


Abbildung 5.9: Ermittlung des externen H-Feldes: (a) Wicklungsanordnung im Wicklungsfenster, (b) Beschreibung der Leiteranordnung in komplexer Zahlenebene, (c) Ersetzen der Luftspalte durch Leiter [84]

an der Position (x_u, y_l) ausgesetzt ist (Abbildung 5.9 b), nach

$$\hat{H}_{e,v} = \left| \sum_{u=1}^m \sum_{l=1}^n \varepsilon(u, l) \frac{\hat{i}_{x_u, y_l} ((y_l - y_k) - j(x_u - x_i))}{2\pi ((x_u - x_i)^2 + (y_l - y_k)^2)} \right|. \quad (5.35)$$

Dies entspricht der Summe der, je nach Abstand zum betrachteten Leiter, gewichteten Ströme. Durch den Faktor

$$\varepsilon(u, l) = \begin{cases} 0 & \text{wenn } u = i \text{ und } l = k \\ 1 & \text{wenn } u \neq i \text{ oder } l \neq k \end{cases} \quad (5.36)$$

wird mit $\varepsilon(u, l) = 0$ der Strom des betrachteten Leiters selbst von der Feldberechnung ausgeschlossen.

Der umgebende Kern in Abbildung 5.9 a wird durch das Spiegeln der Leiteranordnung an den vorhandenen Kernwänden berücksichtigt. Weiterhin wird jeder Luftspalt durch einen zusätzlichen fiktiven Leiter ersetzt. Dieser Leiter führt einen Strom, der der magnetischen Durchflutung über dem Luftspalt entspricht [94] (Abbildung 5.9 c).

Für die Spiegelungsmethode am PQ-Kern ist der Kern in zwei verschiedene Bereiche aufzuteilen, da das Wicklungsfenster zum Kerninneren durch den Mittelschenkel begrenzt ist, nach außen hingegen zwei verschiedenen begrenzte Bereiche vorliegen (entsprechend der Draufsicht in Abbildung 5.10). Die Bereiche 1 und 2 sind als Wicklungsfenster in der Abbildung 5.11 a und b dargestellt.

Der Bereich 1 wird, im Wicklungsfenster betrachtet, durch vier magnetische Wände begrenzt (Abbildung 5.11 a). Die Spiegelung wird damit in vier Richtungen ausgeführt. Durch jede Spiegelung werden die übrigen Wände mitgespiegelt, so dass sich der Vorgang der Spiegelung unendlich fortsetzen lässt und sich die Anordnung in Abbildung 5.11 a zweidimensional ins Unendliche ausbreitet. Damit werden die magnetischen Wände durch jede Spiegelung weiter nach außen gerückt und stellen so keine Randbedingung zur Lösung des magnetischen

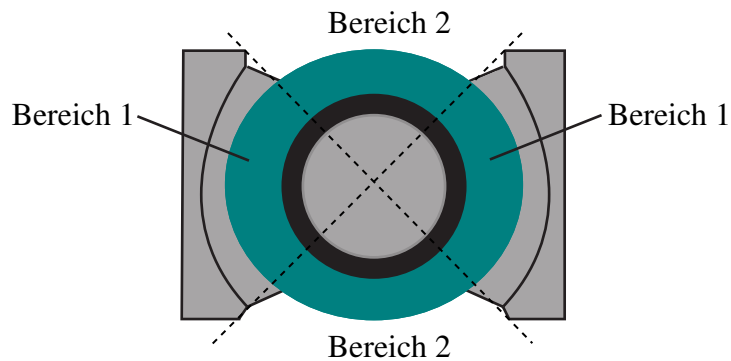


Abbildung 5.10: In Abhängigkeit der Kernegeometrie ergeben sich unterschiedliche Spiegelbereiche: im Bereich 1 ist das Wicklungsfenster an allen vier Seiten von Wänden hochpermeablen Materials umgeben (Außenschenkel, Mittelschenkel, oben und unten); im Bereich 2 grenzt an die Windungen lediglich der Mittelschenkel [84]

Problems mehr dar. Das externe Magnetfeld des Bereiches 1 wird hier unter dreifacher Ausführung der Spiegelung berechnet [96].

Der Bereich 2, entsprechend Abbildung 5.10, beinhaltet nur eine magnetische Wand, den Mittelschenkel. Durch Spiegeln der Anordnung an der magnetischen Wand wird diese aufgehoben und es ist keine weitere Spiegelung notwendig (Abbildung 5.11 b).

Die Literatur bietet einfachere Methoden als die hier Vorgestellte, um das externe Magnetfeld

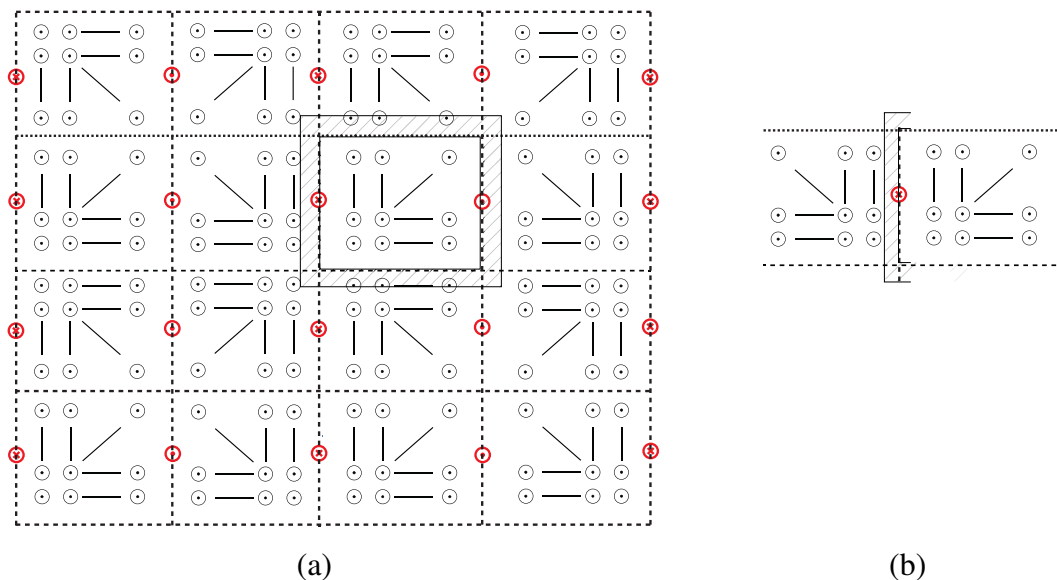


Abbildung 5.11: Umsetzung der Spiegelungsmethode für (a) Bereich 1: da die Wände mitgespiegelt werden, resultiert eine zweidimensionale (unendliche) Ausdehnung; (b) Bereich 2: die hochpermeable Wand ist nach der ersten Spiegelung aufgehoben [84]

zu bestimmen, z.B. die Arbeit [83]. Die Spiegelungsmethode ist jedoch universell einsetzbar, so dass damit beispielsweise auch die Proximity-Verluste von Transformatoren mit Luftspalt bestimmt werden können.

5.1.3 Thermisches Modell

Um ein thermisch stabiles magnetisches Bauelement zu garantieren, wird eine thermische Modellierung zu Grunde gelegt, die in Verknüpfung mit den Verlustmodellen (Abschnitt 5.1.2) ein valides Design erzeugt. Der Wärmestrom beziehungsweise die maximale Verlustleistung im magnetischen Bauelement bei einer vorgegebenen Temperaturerhöhung $\Delta T = T_L - T_{Umg}$ kann mittels

$$P_{\max} = \frac{\Delta T}{R_{\theta}} \quad (5.37)$$

berechnet werden, wobei T_L die im magnetischen Bauteil maximal auftretende Temperatur, T_{Umg} die Umgebungstemperatur und R_{θ} den thermischen Widerstand des magnetischen Bauelements bezeichnet. Der thermische Widerstand wird in Abhängigkeit der Wärmeübertragungsmechanismen und Kerengeometrie bestimmt (Abbildung 5.12 a). Zur Reduzierung der Komplexität wird dem gesamten magnetischen Bauelement eine Temperatur zugeschrieben [94].

Unter Vernachlässigung der Wärmeleitung, auf Grund der niedrigen Wärmeleitfähigkeit von Luft, wird die Verlustleistung über die zwei parallelen Widerstandspfade der Wärmeströmung

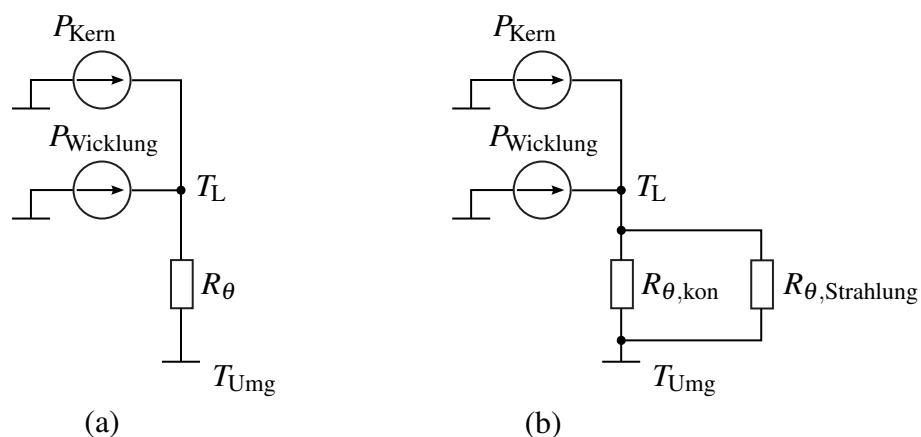


Abbildung 5.12: Thermisches Ersatzschaltbild eines magnetischen Bauelements: (a) der thermische Widerstand R_{θ} repräsentiert das Entwärmungsvermögen der Komponente, über den die Verlustleistungen P_{Kern} und P_{Wicklung} an die Umgebung abgeführt werden, (b) die Entwärmung wird mittels natürlicher Konvektion $R_{\theta, \text{kon}}$ und Strahlung $R_{\theta, \text{Strahlung}}$ modelliert.

$R_{\theta,\text{kon}}$ und Wärmestrahlung $R_{\theta,\text{Strahlung}}$ mittels

$$\frac{1}{R_{\theta}} = \frac{1}{R_{\theta,\text{kon}}} + \frac{1}{R_{\theta,\text{Strahlung}}} \quad (5.38)$$

an die Umgebung abgeführt (Abbildung 5.12 b). Die thermischen Widerstände lassen sich mit

$$\frac{1}{R_{\theta}} = A_{\text{O}} (\alpha_{\text{kon}} + \alpha_{\text{Strahlung}}) \quad (5.39)$$

in Abhängigkeit der Oberfläche A_{O} und der entsprechenden Wärmeübergangskoeffizienten h_{kon} und $h_{\text{Strahlung}}$ bestimmen. Der konvektive Wärmeübergangskoeffizient kann durch den empirischen Zusammenhang

$$\alpha_{\text{kon}} = C \frac{\left(\frac{\Delta T}{\text{1K}}\right)^{0,225}}{\left(\frac{l_{\text{ges}}}{\text{1m}}\right)^{0,285}} \cdot 1 \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \text{K}} \quad (5.40)$$

angenähert werden [94]. Hierbei bezeichnet l_{ges} die gesamte Randlänge des magnetischen Bauelements entlang der Luftstromrichtung. Der Faktor C beschreibt die Ausrichtung bzw. die Orientierung des magnetischen Bauelements im Raum (horizontale Orientierung: $C = C_{\text{hor}} = 1,58$, senkrechte Orientierung: $C = C_{\text{vert}} = 1,54$). Befindet sich das magnetische Bauelement in einem geschlossenen Raum, wie z.B. einem Schaltschrank, so ist $C = C_{\text{geschl}} = 1,35$ anzunehmen [94].

Der Wärmestrahlungskoeffizient $h_{\text{Strahlung}}$ lässt sich gemäß

$$\alpha_{\text{Strahlung}} = \frac{\varepsilon \sigma (T_{\text{L}}^4 - T_{\text{Umg}}^4)}{\Delta T} \quad (5.41)$$

ausdrücken. Der Emissionsgrad ε ist eine materialabhängige Größe, für den die Werte in Tabelle 5.1 gelten. Die Emissionsgrade ε der betrachteten Materialien liegen im Bereich zwischen 0,8 und 0,95. Im Sinne einer Worst-Case-Abschätzung wird für die Berechnungen der niedrigste Wert 0,8 angenommen, der die schlechteste Entwärmung herbeiführt [14]. Wie aus den Gleichungen 5.40 und 5.41 hervorgeht, sind die Wärmeübergangskoeffizienten und damit das Entwärmungsvermögen temperaturabhängig. Zur Vermeidung von iterativen Berechnungen auf Grund temperaturabhängiger Parameter im Entwärmungspfad wird eine weitere Ver-

Tabelle 5.1: Emissionsgrad für Materialien bei 100°C [94]

Material	Emissionsgrad ε
Ferrite	0,95
Isolationsfolie	0,90
Kupferlackdraht	0,80

einfachung vorgenommen. Diese wird verwendet um die maximale zulässige Verlustleistung zu definieren, die zu Beginn des Dimensionierungsprozesses festgelegt wird. Die empirisch ermittelte maximal zulässige Verlustleistung lautet nach [94]

$$P_{\max} = 10 \left(\frac{\Delta T}{1 \text{ K}} \right)^{1,1} \frac{A_O}{1 \text{ m}^2} \cdot 1 \text{ W}. \quad (5.42)$$

Zur Festlegung der zulässigen Temperaturen des Bauelements kann auf die vom Kernhersteller im Datenblatt angegebenen Verlustdiagramme zurückgegriffen werden. Die optimalen Betriebstemperaturen sind solche, bei denen die geringsten Verluste im Kernmaterial entstehen und liegen je nach Material zwischen 100 °C und 120 °C. Eine Temperatur von $T_L = 90 \text{ °C}$ wird für alle Materialien als maximal gewählt, so dass die optimale Temperatur für alle Materialien nicht überschritten wird. Es besteht damit ein Sicherheitsabstand von 10 K.

Die Temperaturklasse des betrachteten Wicklungsmaterials gibt eine maximal zulässige Temperatur von 155 °C vor (Isolationsklasse F mit UL-Zulassung E 135341). Die maximale zulässige Temperatur der zum Einsatz kommenden Wickelkörper beträgt ebenso 155 °C. Daher ist die gewählte maximale Temperatur von $T_L = 90 \text{ °C}$ für das Wicklungsmaterial und den Wickelkörper zulässig. Mit der angenommenen Umgebungstemperatur von 50 °C beträgt die erlaubte Temperaturerhöhung $\Delta T = 40 \text{ K}$.

5.1.4 Entwurfsablauf

Die vorgestellten Modellgleichungen zur thermischen Modellierung, Verlustberechnung und Berechnung der Reluktanz wurden zum Entwurfsablauf laut Abbildung 5.13 verarbeitet. Das Ergebnis der Modellierungsmethodik ist der zu erwartende Bauraum der magnetischen Komponenten in Abhängigkeit des Induktivitätswertes, der Schaltfrequenz und der Stromwelligkeit.

Verifikation der Modellergebnisse

Die Ergebnisse der Drosselmodellierung wurden durch den Vergleich mit dem Tool GeckoMAGNETICS verifiziert. Es wurden vier unterschiedliche Konfigurationen gewählt (Tabelle 5.2). Diese Konfigurationen stellen die in der Systemoptimierung identifizierten Drosseln dar.

Die Drosselverluste sind in der Abbildung 5.14 gegenübergestellt. Die maximale Abweichung der Drosselverluste zwischen analytischen Modell (a) und GeckoMAGNETICS (b) beträgt 6 %. Diese Ergebnisse Plausibilisierung die Anwendbarkeit der vorgestellten Methode zur Verlustberechnung.

In GeckoMAGNETICS ist ein aufwändigeres Temperaturmodell hinterlegt, was die Berechnung von Wicklungs- und Kerntemperatur erlaubt. Die in GeckoMAGNETICS ausgeführten Berechnungen wiesen ein thermisch valides Design auf.

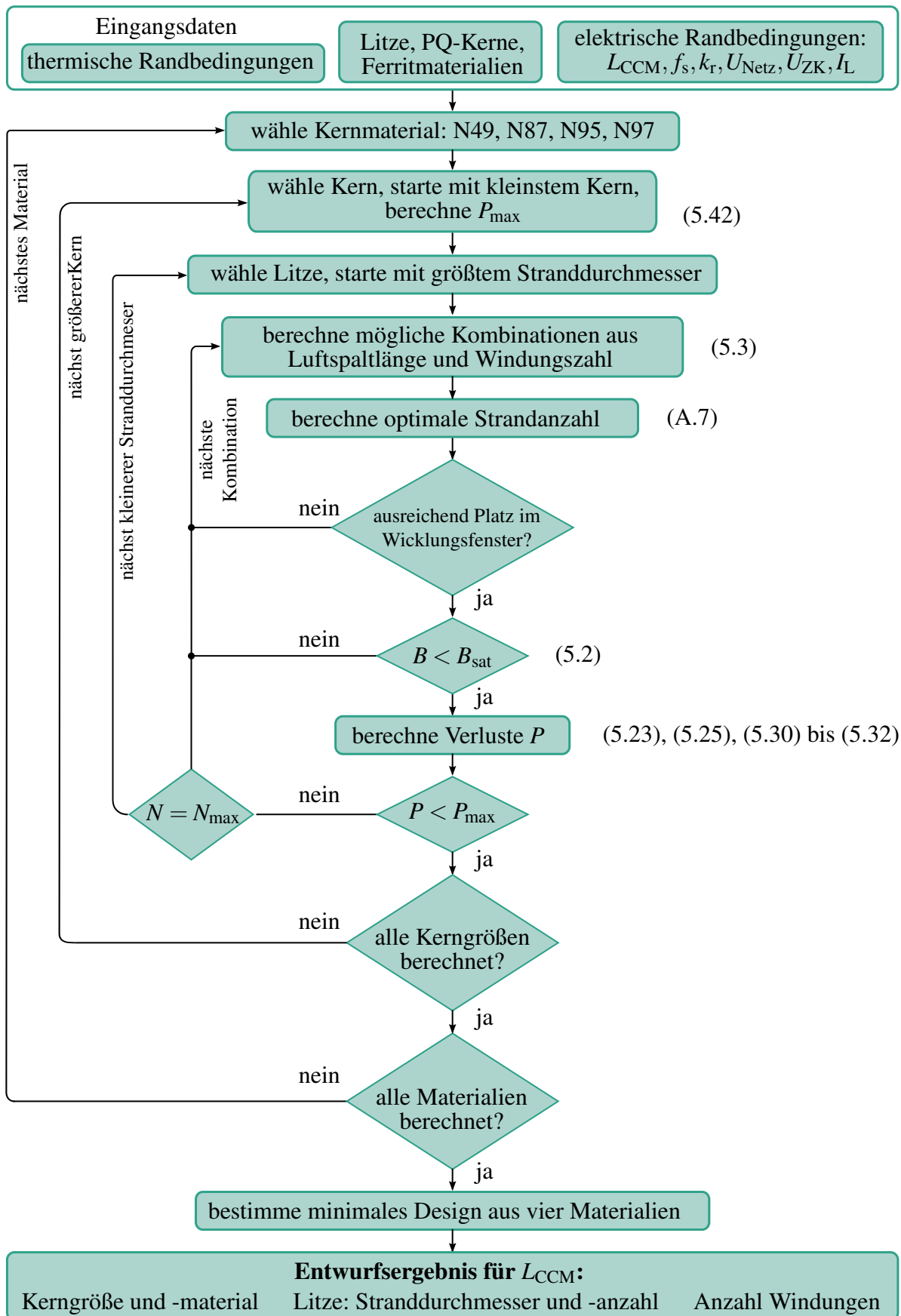


Abbildung 5.13: Entwurfsablauf zur Dimensionierung der Boost-Drossel. Die Dimensionierung der Filterinduktivitäten erfolgt analog

Tabelle 5.2: Drosselkonfigurationen für den Vergleich zwischen analytisch modellierten Verlusten und den Ergebnissen aus dem Tool GeckoMAGNETICS. Der PFC-Gleichrichter ist für eine Eingangsleistung von 2000 W dimensioniert.

Parameter	Konfiguration			
	1	2	3	4
Zielinduktivität L in μH	58	9,2	18,1	5,8
Schaltfrequenz f_s in kHz	100	100	450	450
Stromwelligkeit k	0,7	0,1	0,5	0,1
Kernform	PQ 26/25	PQ 16/11,6	PQ 20/16	PQ 16/11,6
Material	N95	N97	N95	N97
Windungszahl	19	8	11	8
Einzeldrahtanzahl	105	90	315	90
Einzeldrahtdurchmesser in mm	0,1	0,1	0,05	0,1
Luftspalt in mm	0,68	0,23	0,38	0,38

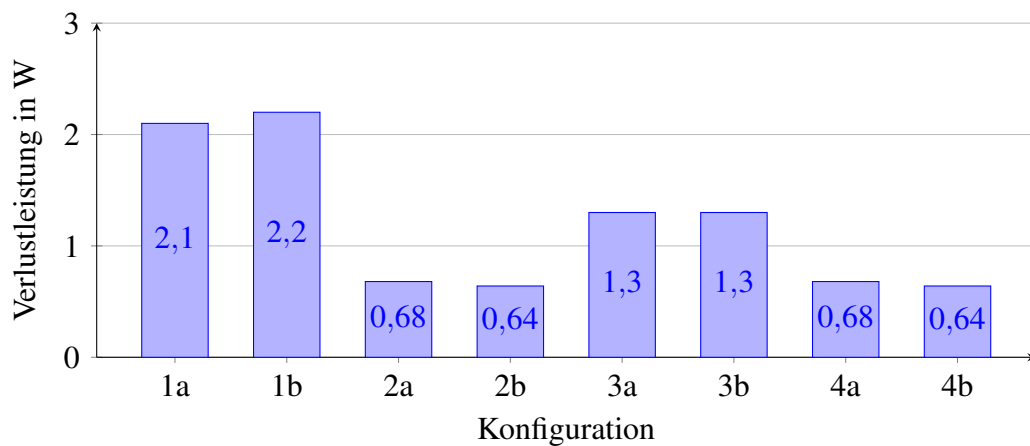


Abbildung 5.14: Vergleich der Drosselverluste von analytischem Modell (a) und GeckoMAGNETICS-Simulation (b) für vier verschiedene Konfigurationen nach Tabelle 2.3

Das Reluktanzmodell wird im Kapitel 7 durch den Vergleich von Modell- und Messergebnissen validiert.

5.1.5 Volumenabhängigkeit Boost-Drossel

Im Folgenden wird die aus dem Entwurfsprozess resultierende Volumenabhängigkeit der Boost-Drossel gezeigt. Es wurden die Systemparameter entsprechend der Tabelle 6.1 verwendet, die für den in der Systemoptimierung betrachteten PFC-Gleichrichter mit einer Eingangsleistung von 2000 W spezifiziert sind.

Die in dieser Arbeit angegebenen Volumina sind die Volumina gedachter, minimaler, quaderförmiger Boxen, mit denen sich das Bauelement gerade räumlich begrenzen lässt (engl. „boxed volume“). Wird solch ein Volumen für eine Gruppe von Bauelementen angegeben, handelt es sich um die Summe der Einzelvolumina.

Das Volumen der Boost-Drossel ist in Abbildung 5.15 dargestellt. Zur besseren Übersicht ist nur eine Auswahl der Stromwelligkeiten k abgebildet. Die Stromwelligkeiten wurden so gewählt, dass sich die Verläufe möglichst stark voneinander unterscheiden. In dieser Arbeit werden ausgewählte Stromwelligkeiten zwischen $k = 0,1$ und $k = 1$ dargestellt. Stromwelligkeiten $k > 1$ wurden als nicht zielführend für die Optimierung des Systemvolumens identifiziert.

Das Volumen der Boost-Drossel in Abhängigkeit von Schaltfrequenz und Stromwelligkeit fließen in die Systemoptimierung zur Bestimmung des gesamten Systemvolumens ein.

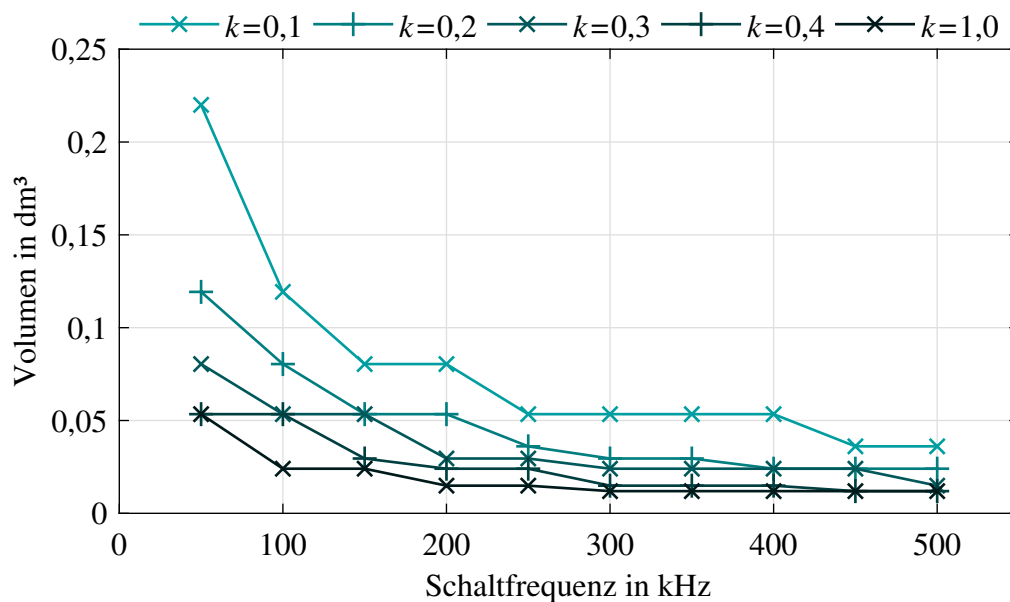


Abbildung 5.15: Berechnetes Volumen einer Boost-Induktivität in Abhängigkeit der Schaltfrequenz für eine Auswahl der Stromwelligkeit k . Die Zusammenhänge gelten für einen 2000 W-PFC-Gleichrichter nach Tabelle 6.1

5.1.6 Volumenabhängigkeit Filterdrossel

Auch für die Volumenabhängigkeit der Filterdrossel wurden die Systemparameter des 2000 W-PFC-Gleichrichters entsprechend der Tabelle 6.1 verwendet.

Für die Modellierung der Filterinduktivitäten ist die Methodik geringfügig anzupassen. Da selbst große Stromwelligkeiten in der Boost-Induktivität ($k = 1$) geringe Stromwelligkeiten in den Filterdrosseln zur Folge haben, können kleine Stromwelligkeiten bei der Modellierung der Filterdrosseln angesetzt werden. Mit dieser Annahme besteht eine geringe Abhängigkeit des Filterdrosselvolumens von der Schaltfrequenz. Daraus resultiert ein von der Schaltfrequenz und Boost-Drossel-Stromwelligkeit unabhängiges Filterdrosselvolumen (Abbildung 5.16).

Um dieses Ergebnis in der beschriebenen Methodik zur Filterdimensionierung verwenden zu können, wird das Filterdrosselvolumen durch lineare Regression angenähert und lautet

$$V_{L_{DM}} = k_{L1} + k_{L2} L I_{\max}^2 = 0,002 \text{ dm}^3 + 1,11 \frac{\text{dm}^3}{\text{HA}^2} L_{DM} I_{\max}^2. \quad (5.43)$$

mit $I_{\max} = \hat{I}_L (1 + k)$.

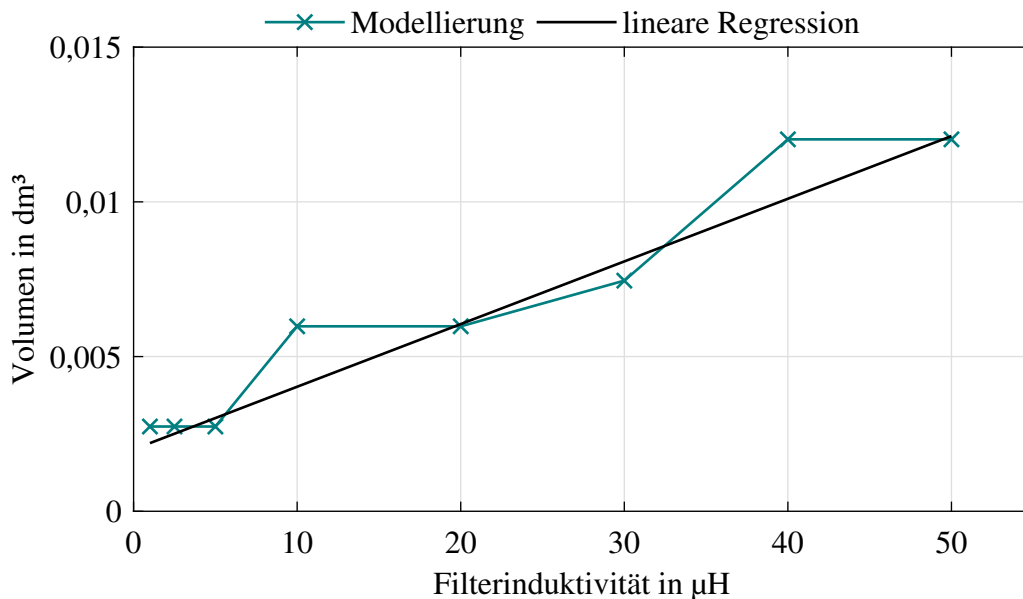


Abbildung 5.16: Berechnetes Volumen einer Filterdrossel in Abhängigkeit des Induktivitätswertes. Für den Filterentwurf wird die Abhängigkeit durch die lineare Regression nach Gleichung (5.43) angenähert. Die Zusammenhänge gelten für einen 2000 W-PFC-Gleichrichter nach Tabelle 6.1

5.2 Volumenabhängigkeit Filterkondensator

Für den Filterentwurf wird das Volumen des Filterkondensators in Abhängigkeit des Kapazitätswertes benötigt. Es wurde die geeignetste Kondensatorserie in Hinblick auf Sicherheit und Kapazitätsdichte (Kapazitätswert im Verhältnis zum Bauraum) identifiziert. Aus bedrahteten Folienkondensatoren mit dem Einsatzgebiet der Filterung wurden die MKP-Kondensatoren der Serie B32921C/D ... B32928C/D des Herstellers TDK EPCOS gewählt (X2 Kondensatoren, 305 V, [80]) ausgewählt. Der Bauraum wurde in Abhängigkeit des Kapazitätswerts mit Hilfe der Datenblattangaben ausgewertet (Gleichung (5.44)). Durch lineare Regression wird das Volumen mittels

$$V_{C_{DM}} = k_{C1} + k_{C2} C_{DM} U_{\max}^2 = 0,75 \text{ cm}^3 + 44,5 \frac{\text{cm}^3}{\text{FV}} C_{DM} (305 \text{ V})^2 \quad (5.44)$$

angenähert (Abbildung 5.17).

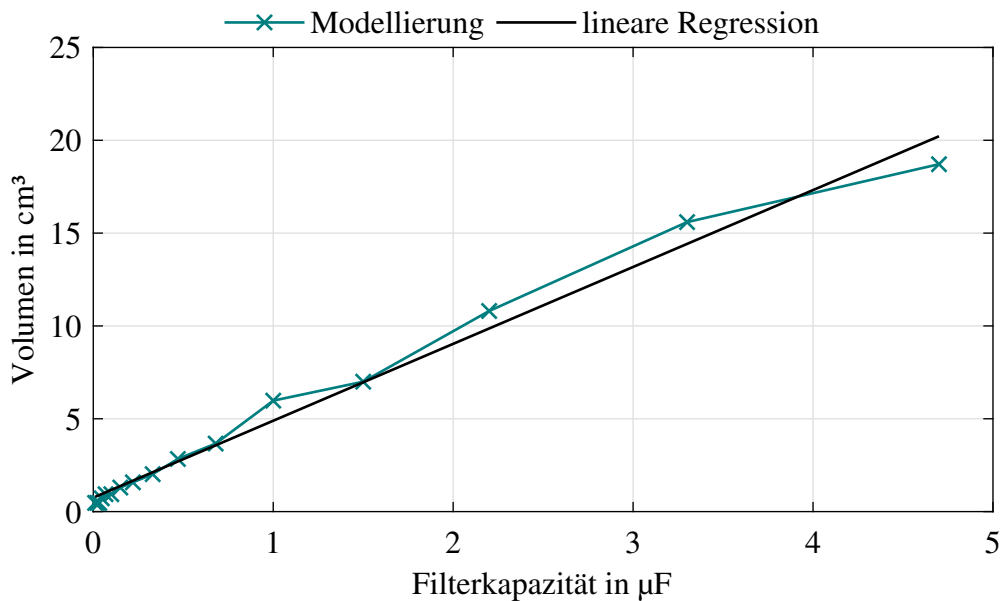


Abbildung 5.17: Berechnetes Volumen eines Filterkondensators in Abhängigkeit des Kapazitätswertes. Für den Filterentwurf wird die Abhängigkeit durch die lineare Regression nach Gleichung (5.44) angenähert.

5.3 Dimensionierung Zwischenkreiskondensator

Die Dimensionierung des Zwischenkreiskondensators ist unabhängig von der Schaltfrequenz und der Stromwelligkeit. Daher fließt er nicht in die Systemoptimierung ein, sondern wird hier für die gewählten Parameter des PFC-Gleichrichters einmalig dimensioniert.

Der Zwischenkreiskondensator wird für eine Ausgangsspannungswelligkeit von $\pm 5\%$ der Zwischenkreisspannung dimensioniert. Dies entspricht einer absoluten Welligkeit von $\Delta u_{\text{ZK,p-p,max}} = 40\text{ V}$. Entsprechend Gleichung (2.10) resultiert für eine Zwischenkreisspannung $U_{\text{ZK}} = 400\text{ V}$, eine Netzfrequenz $f_{\text{Netz}} = 50\text{ Hz}$ und eine Ausgangsleistung von $P_{\text{A}} \approx 2000\text{ W}$ eine benötigte Zwischenkreiskapazität von $C_{\text{ZK,min}} = 1250\text{ }\mu\text{F}$.

Zur Realisierung des Zwischenkreises kommen vier Elektrolytkondensatoren zum Einsatz (4x $390\text{ }\mu\text{H}$, 450 V , B43644E5397M0, EPCOS [97]). Es werden zusätzlich Folienkondensatoren vorgesehen (5x $1\text{ }\mu\text{F}$, 450 V , B32671P4105, EPCOS), die einen niederinduktiven Kommutierungskreis für die WBG-Halbbrücke bereitstellen (Kapitel 7). Das Volumen der Zwischenkreiskondensatoren beläuft sich auf damit $0,17\text{ dm}^3$.

Verluste im Zwischenkreis

Die Verluste im Kondensator werden allgemein mittels

$$P_{\text{ZK}} = I_{\text{ZK}}^2 ESR \quad (5.45)$$

ausgedrückt. Je nach Zwischenkreisanordnung, Art der Strombelastung und Eigenschaften der Kondensatoren kann die Berücksichtigung unterschiedlicher Frequenzanteile in I_{ZK} und Frequenzabhängigkeiten des ESR notwendig sein. Auf Grund des Zwischenkreisbaus mit unterschiedlichen Kondensatortypen wird im Folgenden die Belastung der eingesetzten Elektrolyt- und Folienkondensatoren analysiert.

Der nach Gleichung (2.11) beschriebene Zwischenkreisstrom setzt sich maßgeblich aus der doppelten Netzfrequenz (100 Hz) und der Schaltfrequenz zusammen. Die Betrachtung wird an dieser Stelle mit der später für den Versuchsaufbau gewählten Schaltfrequenz von 100 kHz fortgeführt. Zur Beurteilung der Stromaufteilung im Zwischenkreis sind in der Tabelle 5.3 die Impedanzen der Kondensatoren bei den betrachteten Frequenzen aus den Datenblättern zusammengefasst. Bei der Bestimmung der Impedanz im kapazitiven Bereich wurde die Temperaturabhängigkeit der Kapazität vernachlässigt (Elektrolytkondensator: $\approx 3 - 4\%/40\text{K}$, Folienkondensator: $\approx -1\%/40\text{K}$) und die Werte für eine Umgebungstemperatur von 20°C angenommen. Der Elektrolytkondensator wirkt bei der Schaltfrequenz von 100 kHz nicht mehr kapazitiv. Die Impedanz weist über einen relativ breiten Frequenzbereich einen flachen Verlauf auf, so dass für die Impedanz bei 100 kHz der äquivalente Serienwiderstand ESR angenommen wurde. Auf Grund einer laut Datenblatt erheblichen Temperatur- und Frequenzabhängigkeit wird hier ein ESR -Wert von $ESR_{\text{Elko},100\text{kHz}} = 0,4 \cdot ESR_{\text{Elko},100\text{Hz},20^\circ\text{C}}$ berücksichtigt. Aus den angegebenen Kurven wurde diejenige Temperatur ($T_{\text{Umg}} = 60^\circ\text{C}$) gewählt, die den kleinsten Abstand zur maximalen Umgebungstemperatur nach Tabelle 6.1 aufweist ($T_{\text{Umg}} = 50^\circ\text{C}$).

Die Impedanz des Folienkondensators bei der doppelten Netzfrequenz ist entsprechend des Kapazitätsverhältnisses um ein Vielfaches größer als die Impedanz des Elektrolytkondensators. Der 100 Hz-Anteil des Zwischenkreisstromes fließt daher nahezu vollständig durch die Elektrolytkondensatoren.

Bei der Schaltfrequenz von 100 kHz beträgt das Verhältnis der Impedanzen von Elektrolyt- zu Folienkondensator etwa eins zu zwölf. Der Anteil des Stromes bei der Schaltfrequenz fließt

Tabelle 5.3: Kapazität, Impedanz, ESR und ESL der eingesetzten Elektrolyt- und Folienkondensatoren sowie deren Parallelschaltung zur Bestimmung der Stromaufteilung und der Verluste im Zwischenkreis.

	C in μF	Impedanz Z in Ω		ESR in Ω		ESL in nH
		100 Hz	100 kHz	100 Hz	100 kHz	
Elektrolytkond.	390	4	0,104	0,260	0,104	20,0
Folienkond.	1	1600	1,500	nicht benötigt	0,025	17,6
<u>Parallelschaltung</u>						
4x Elektrolytkond.	1560	1	0,026	0,065	0,026	5,0
5x Folienkond.	5	318	0,300	nicht benötigt	0,005	3,5

daher im Wesentlichen durch die Elektrolytkondensatoren. Weiterhin beträgt der aus der Parallelschaltung der Folienkondensatoren resultierende ESR lediglich ein fünftel des äquivalenten Serienwiderstandes der Elektrolytkondensatoren. Daher ist der Verlustanteil der Folienkondensatoren vernachlässigbar.

Die Berechnung der Verluste wird somit vereinfacht zu

$$P_{ZK} \approx P_{ZK,Elko} = I_{ZK,100Hz}^2 \cdot ESR_{Elko,100Hz} + I_{ZK,100kHz}^2 \cdot ESR_{Elko,100kHz}, \quad (5.46)$$

wobei $ESR_{Elko,100Hz}$ und $ESR_{Elko,100kHz}$ die äquivalenten Serienwiderstände der Elektrolytkondensatoranordnung (Parallelschaltung) entsprechend der Tabelle 5.3 sind. Es wird von einer gleichmäßigen Stromaufteilung auf die vier Elektrolytkondensatoren ausgegangen.

Die Amplitude des Stromes $\hat{I}_{ZK,100Hz}$ wurde simulativ mittels der durch das PLECS-Scope bereitgestellten Fourieranalyse zu $\hat{I}_{ZK,100Hz} = 5,1 \text{ A}$ bestimmt. Zur Abschätzung der Stromes $I_{ZK,100kHz}$ wird ähnlich wie bei der Filterdimensionierung nach Gleichung (4.1) vorgegangen. Mit der Berechnung

$$I_{ZK,100kHz} = \sqrt{I_{ZK}^2 - I_{ZK,100Hz}^2} = \sqrt{(5,54 \text{ A})^2 - (3,61 \text{ A})^2} = 4,20 \text{ A} \quad (5.47)$$

werden alle Frequenzanteile, die nicht bei der Netzfrequenz auftreten, zu $I_{ZK,100kHz}$ zusammengefasst. Die Verluste im Zwischenkreis betragen nach Gleichung (5.46) $P_{ZK} = 1,3 \text{ W}$.

Die Gleichung (5.46) ist für die in dieser Arbeit relevanten Schaltfrequenzen (zwei- bis dreistelliger kHz-Bereich) ausreichend genau. Für sehr hohe Schaltfrequenzen $\gg 500 \text{ kHz}$ wäre eine Prüfung der Gültigkeit sinnvoll, da die Impedanz des Folienkondensators durch die Nähe zur Resonanz stark abnimmt. Dadurch würde der Anteil des Stromes, der durch die Folienkondensatoren fließt, steigen.

Thermische Dimensionierung

Der thermische Widerstand eines Elektrolytkondensators vom inneren Hot-Spot zur Umgebung ist mit $13,8 \text{ K/W}$ angegeben. Unter Berücksichtigung der Anzahl der Kondensatoren resultiert eine Temperaturerhöhung eines Elektrolytkondensators von $4,5 \text{ K}$ gegenüber der Umgebungstemperatur, was unkritisch ist (die Kondensatoren sind bis zu einer Umgebungstemperatur von 105 °C einsetzbar). Da die Folienkondensatoren vernachlässigbare Verluste erfahren, ist von keiner relevanten Temperaturerhöhung auszugehen.

Schwingungen zwischen Kondensatoren

Die funktionale Trennung des Zwischenkreises in einen Teil, der für die Pufferung der Leistungswelligkeit bei doppelter Netzfrequenz zuständig ist und einen anderen Teil, der für einen niederinduktiven Kommutierungskreis sorgt, kann unerwünschte Nebeneffekte verursachen

[98]. Prinzipbedingt weist eine Anordnung funktional getrennter Zwischenkreise im Allgemeinen unterschiedliche Kondensatorstechnologien auf, im vorliegenden Fall Elektrolyt- und Folienkondensatoren.

Bei den genannten Nebeneffekten handelt es sich um Schwingungen im Zwischenkreis zwischen den unterschiedlichen Kondensatortypen. Die Ursache hierfür sind zum einen die in den parasitären Induktivitäten der Kondensatoren und der Leiterplatte gespeicherte Energie, die bei den Schaltvorgängen der Leistungshalbleiter eine Schwingung anregen können. Zum anderen kann durch die teilweise Entladung der halbleiternahen Folienkondensatoren eine Spannungsdifferenz zu den Elektrolytkondensatoren entstehen, was ebenso zu Schwingungen führen kann. Folge dieser Schwingungen sind EMV-Probleme und zusätzliche Verluste [98]. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wird die in [98] vorgestellte Untersuchungsmethodik auf den vorliegenden Fall angewendet.

Die Frequenz dieser potentiell auftretenden Schwingung lässt sich aus den Kapazitäten und den parasitären Induktivitäten des angeregten Schwingkreises abschätzen. Werden die Kapazitäten und Induktivitäten entsprechend der Anzahl der Kondensatoren zusammengefasst, so werden für diese Berechnung die Kapazitätswerte $C_{\text{Elko}} = 1,56 \text{ mF}$ und $C_{\text{Folie}} = 5 \mu\text{F}$, sowie die äquivalenten Serieninduktivitäten $ESL_{\text{Elko}} = 5 \text{ nH}$ und $ESL_{\text{Folie}} = 3,5 \text{ nH}$ verwendet (Tabelle 5.3). Die äquivalenten Serieninduktivitäten ESL_{Elko} und ESL_{Folie} sind die für die jeweilige Kondensatorstechnologie zusammengefassten Induktivitäten, dies ich aus der Parallelschaltung der Einzelkondensatoren ergeben. Hierbei wurde eine ideale Parallelschaltung angenommen, das heißt die Leiterbahnen innerhalb der Leiterplatte wurden vernachlässigt. Im Design wurde auf eine niederinduktive Anbindung geachtet, in dem Hin- und Rückleiter in der zweilagigen Leiterplatte übereinander geführt sind, soweit es die erforderlichen Abstände zu den Kondensatoranschlüssen zulassen.

Die parasitäre Induktivität der Leiterplatte wurde anhand des Designs zu $L_{\text{par}}=25 \text{ nH}$ abgeschätzt. Hierbei wurden die Leiterbahnen berücksichtigt, die die beiden Parallelschaltungen der Folien- bzw. Elektrolytkondensatoren miteinander verbinden.

Die aus dieser Schwingkreisordnung resultierende Resonanzfrequenz des Schwingkreises beträgt etwa 390 kHz.

Die Dämpfung der Schwingung wird maßgeblich durch den ESR der Kondensatoren bestimmt. Mit einem Gesamtwiderstand von etwa $30 \text{ m}\Omega$ ist die Dämpfung in derselben Größenordnung wie bei der Arbeit in [98]. Auf Grund des Verhältnisses der äquivalenten Serienwiderstände der Kondensatortypen sind über 80 % der zusätzlichen Verluste in den Elektrolytkondensatoren zu erwarten.

Die zusätzlichen Verluste lassen sich nach [98] je Halbbrücke mittels

$$P_{\text{zus}} = \left((ESL_{\text{Elko}} + L_{\text{par}}) (\Delta I)^2 + \frac{Q_{\text{tr}}^2}{2C_{\text{Folie}}} \right) f_s \quad (5.48)$$

berechnen. In der Gleichung (5.48) lassen sich die bereits genannten Ursachen der zusätzlichen Verluste zuordnen: Zum einen wird die in der parasitären Induktivität der Elektrolytkondensatoren ESL_{Elko} und der Leiterplatte L_{par} gespeicherte Energie mit jedem Ein- und Ausschalt-

vorgang der Halbleiter in Wärme umgesetzt, daher tritt hier der Faktor zwei auf. Hierbei ist der geschaltete Strom ΔI maßgeblich für die Energie. Zum anderen wird beim Einschalten des Halbleiters die Speicherladungsmenge Q_{tr} aus den Folienkondensatoren entnommen, was zum zweiten Verlustbeitrag in Gleichung (5.48) führt. Mit einer Speicherladungsmenge von $Q_{tr} = 215 \text{ nC}$ [30] und mit einer Stromwelligkeit $k = 0,7$ resultieren zusätzliche Verluste von etwa $P_{zus} = 0,2 \text{ W}$. Dies entspricht einer Verlusterhöhung von 15 % gegenüber der Berechnung nach Gleichung (5.46). Angesichts der zu erwartenden Gesamtverluste des PFC-Gleichrichters sind diese Zusatzverluste untergeordnet ($< 1 \%$ der Gesamtverluste) und eine Vernachlässigung wäre unkritisch. Für höhere Schaltfrequenzen als 100 kHz steigen die Zusatzverluste jedoch entsprechend linear an. Die thermische Dimensionierung ist durch diese Verlusterhöhung nicht gefährdet, da die Belastung beider Kondensatortypen, wie bereits gezeigt, gering ist. Die berechneten Zusatzverluste wurden in den folgenden Kapiteln berücksichtigt.

Die zusätzlichen Verluste sind hauptsächlich durch den Beitrag $(ESL_{Elko} + L_{par})(\Delta I)^2$ bestimmt. Die hier nur näherungsweise ermittelte parasitäre Induktivität der Leiterplatte L_{par} hat daher einen großen Einfluss auf die Berechnung der Verluste. Für eine verbesserte Genauigkeit ist eine genaue Ermittlung dieser Induktivität ratsam, beispielsweise durch das Tool Ansys Q3D.

Die identifizierte Resonanzfrequenz des Schwingkreises liegt im für diese Arbeit relevanten Schaltfrequenzbereich. Für Schaltfrequenzen in der Nähe der hier ermittelten Resonanzfrequenz sollte die Zwischenkreisanordnung so verändert werden, dass die Resonanz des Schwingkreises zu höheren Frequenzen verschoben wird. Das könnte durch die Wahl von geringeren Kapazitätswerten der Folienkondensatoren erfolgen. Weiterhin ist eine Reduzierung der parasitären Induktivität durch ein optimiertes Leiterplattendesign denkbar.

Spannungsüberhöhungen bei den Schaltvorgängen

Spannungsüberhöhungen bei Schaltvorgängen in Form von Spannungsspitzen können zum einen zu höheren Verlusten, vor allem zu höheren Schaltverlusten in den Halbleitern, führen, zum anderen können sie Ursache möglicher EMV-Probleme sein. Außerdem ist die Einhaltung der maximal zulässigen Spannungen der Halbleiter und Kondensatoren zu prüfen.

Für die heranzuziehende Kommutierungsinduktivität wird angenommen, dass der Kommutierungspfad entlang der WBG-Halbbrücke und den Folienkondensatoren führt. Unter Berücksichtigung der parasitären Induktivität der Halbleiter-Gehäuse (jeweils $< 3 \text{ nH}$), der äquivalenten Serieninduktivität der Folienkondensatoren (3,5 nH, Tabelle 5.3), der Leiterbahnen in der Leiterplatte ($\approx 2,5 \text{ nH}$) und der Stromsteilheit wird eine Spannungsüberhöhung von

$$12 \text{ nH} \cdot \frac{12 \text{ A}}{8 \text{ ns}} \approx 18 \text{ V} \quad (5.49)$$

vorausberechnet. Diese Spannungsüberhöhung ist unkritisch hinsichtlich der Spannungsfestigkeit der Komponenten und hinsichtlich der zu erwartenden Verluste.

6 Systemoptimierung

In diesem Kapitel werden die in den Kapiteln 2 bis 5 vorgestellten Modelle und Methoden kombiniert, um eine volumenoptimierte Dimensionierung für den PFC-Gleichrichter als Gesamtsystem zu erarbeiten. Das Ergebnis der Optimierung sind die Parameter Schaltfrequenz f_s und Stromwelligkeit k . Das Prinzip der Optimierung und das Zusammenwirken der verschiedenen Modelle ist in der Abbildung 6.1 zusammengefasst.

Aus den Teilmodellen für die Boost-Drossel, dem Netzfilter und den Halbleiterverlusten in Kombination mit der Kühlkörperdimensionierung für natürliche bzw. erzwungene Konvek-

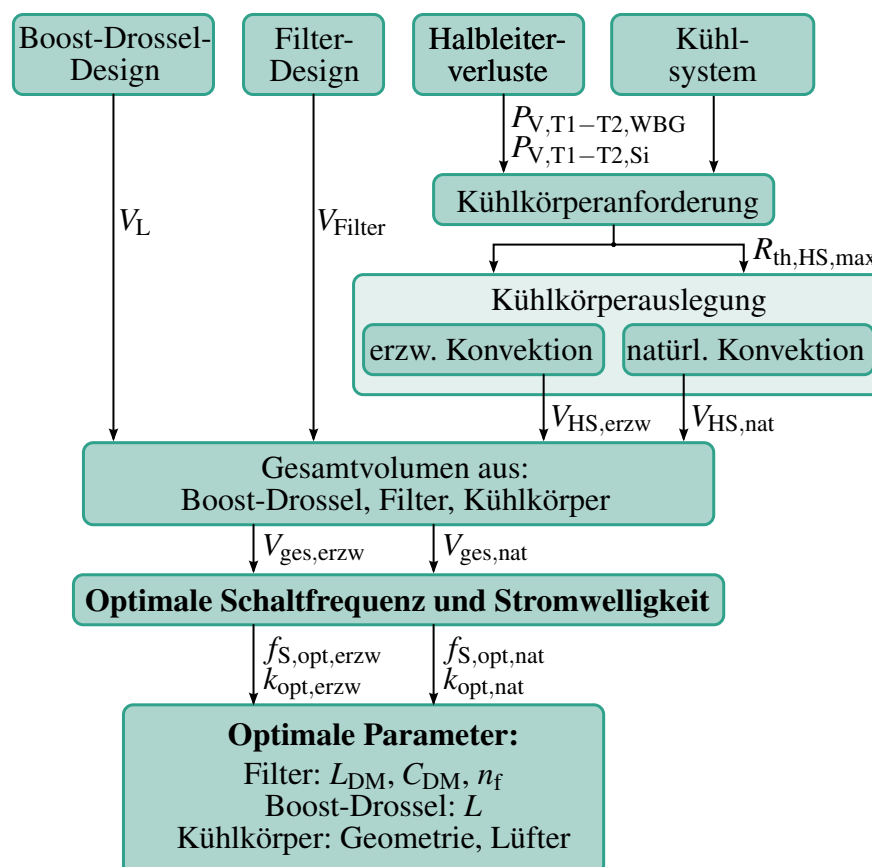


Abbildung 6.1: Ablauf der Optimierungsmethodik für PFC-Gleichrichter minimalen Volumens unter Berücksichtigung natürlicher und erzwungener Konvektion

tion resultiert jeweils ein Beitrag zum Gesamtvolumen, der von der Schaltfrequenz und der Stromwelligkeit abhängt. Durch Darstellung der Summe aller Teilvolumen werden für jeweils erzwungene und natürliche Konvektion eine oder mehrere günstige Kombinationen von Schaltfrequenz und Stromwelligkeit deutlich, durch die sich ein minimiertes Systemvolumen erzielen lässt.

Im Folgenden wird diese Methodik auf einen PFC-Gleichrichter angewendet, dessen Anforderung aus der Tabelle 6.1 hervorgehen.

Tabelle 6.1: Zusammenfassung der vorgegebenen Systemparameter für die Optimierung des PFC-Gleichrichters

Parameter	Wert	Einheit
Zwischenkreisspannung U_{ZK}	400	V
Eingangsspannung U_{Netz}	230	V
Eingangsleistung P_{in}	2000	W
Eingangsstrom I_{Netz}	8,7	A
max. Umgebungstemperatur T_{Umg}	50	°C
max. Temperatur Induktivität T_L	90	°C
max. Temperatur Sperrschicht T_j	140	°C

6.1 Volumina von Netzfilter und Boost-Drossel

Im ersten Schritt wird die Abhängigkeit des Volumens der induktiven Komponenten von der Schaltfrequenz und der Stromwelligkeit ausgewertet. Die Summe der Volumina aus Netzfilter und Boost-Drossel (Abbildungen 5.15 und 5.16) sind unabhängig von der gewählten Kühlart (Abbildung 6.2). Zur besseren Übersicht ist nur eine Auswahl von Stromwelligkeiten k abgebildet. Die Verläufe der nicht dargestellten Stromwelligkeiten unterscheiden sich nur geringfügig von den hier dargestellten Verläufen.

Geringe Stromwelligkeiten in Kombination mit niedrigen Schaltfrequenzen führen zu bau- raumintensiven induktiven Komponenten. Im Allgemeinen sinkt das Volumen mit zunehmender Schaltfrequenz und größerer Stromwelligkeit. In Abhängigkeit der Stromwelligkeit wird dieser Trend bei einer Schaltfrequenz von 150 kHz unterbrochen, da hier der Frequenzbereich der EMV-Norm beginnt, was größeren Filteraufwand mit sich bringt. Für geringe Stromwelligkeiten ($k = 0,1$ und $k = 0,2$) ist dieser Effekt nicht deutlich ausgeprägt, da die Anforderungen an den Filter bei einer geringen Stromwelligkeit in der Boost-Drossel niedriger sind.

Die für jede Kombination aus Schaltfrequenz und Stromwelligkeit optimale Anzahl an Filterstufen beträgt zwischen zwei und vier.

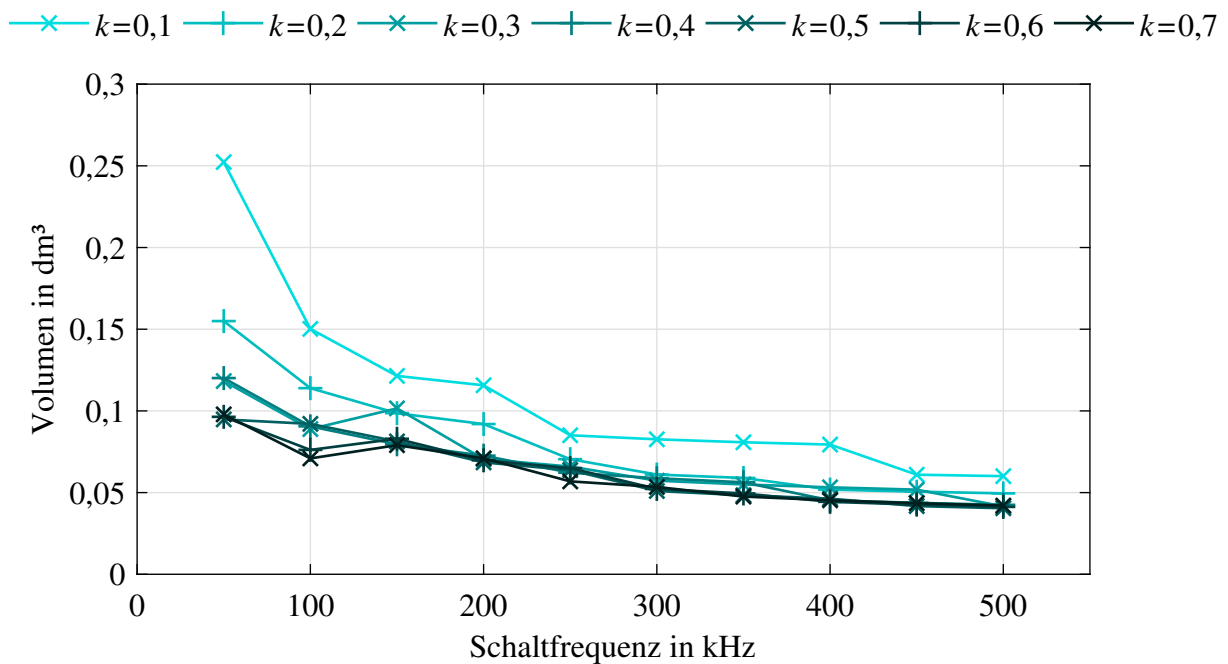


Abbildung 6.2: Berechnetes Volumen aus Netzfilter und Boost-Drossel des PFC-Gleichrichters für ausgewählte Werte der Stromwelligkeit k .

6.2 Kühlsystemanforderung

Die Anforderung an das Kühlsystem (Abbildung 6.3) ist der maximal zulässige thermische Widerstand des Kühlkörpers, der aus den Temperaturgrenzen, dem Wärmepfad vom Halbleiter zum Kühlkörper und den Halbleiterverlusten resultiert.

Die Anforderung an das Kühlsystem wird maßgeblich von der gewählten Schaltfrequenz beeinflusst. Die relative Auswirkung der Stromwelligkeit in Abhängigkeit der Schaltfrequenz ist in etwa konstant, so dass bei hohen Schaltfrequenzen ein kaum erkennbarer Einfluss vorliegt. Die Kühlsystemanforderung ist unabhängig von der gewählten Kühlart.

Das Volumen des Kühlkörpers, der die Einhaltung des maximal zulässigen thermischen Widerstands garantiert, ist maßgeblich von der Kühlart abhängig. Auf Grundlage dieser Kühlkörperanforderung wird die Optimierung in Abhängigkeit der gewählten Kühlart fortgesetzt.

6.3 Gesamtoptimierung für natürliche Konvektion

Für die Gesamtoptimierung des durch natürliche Konvektion gekühlten PFC-Gleichrichters wird das Systemvolumen aus dem Volumen von Filter und Boost-Drossel, sowie dem Volumen des Kühlkörpers bestimmt.

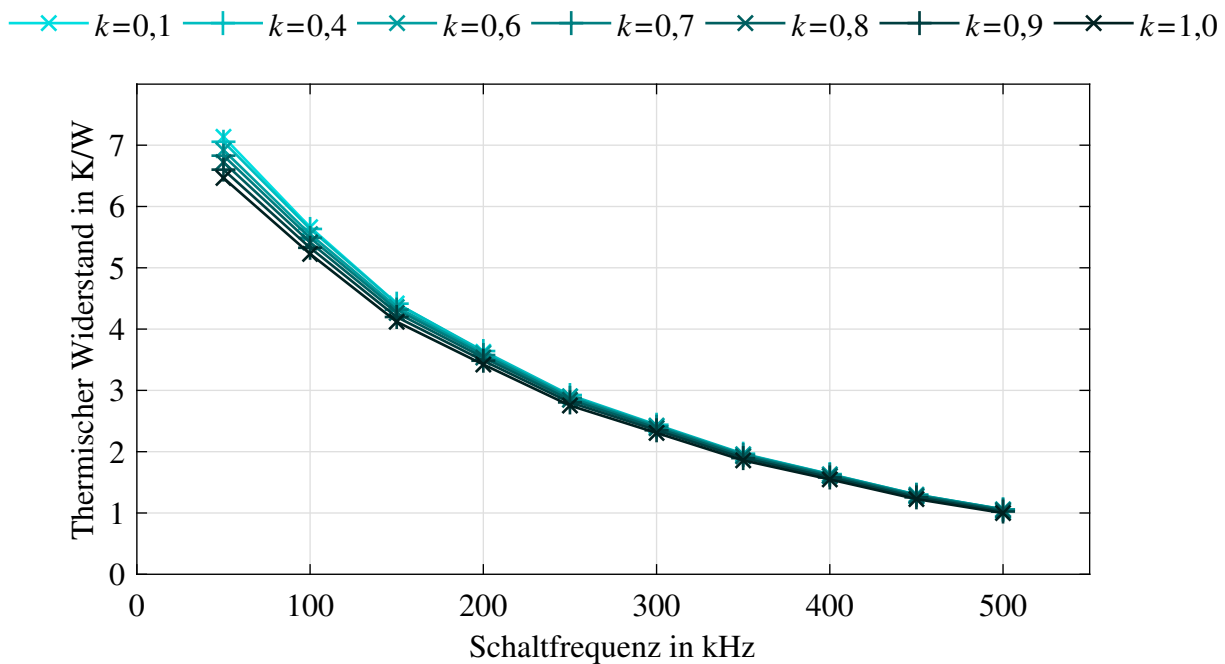


Abbildung 6.3: Maximal zulässiger thermischer Widerstand des Kühlkörpers in Abhängigkeit der Schaltfrequenz für ausgewählte Werte der Stromwelligkeit k .

6.3.1 Kühlsystem für natürliche Konvektion

Das Auffinden der Volumina der Kühlkörper, die die Kühlsystemanforderung in Abbildung 6.3 für jede Kombination aus Schaltfrequenz und Stromwelligkeit erfüllen, wurde im geometrischen Parameterraum laut Abschnitt A.1.2 durchgeführt (Abbildung 6.4).

Für Schaltfrequenzen größer 400 kHz wurde innerhalb des vorgegebenen Parameterraums keine Lösung gefunden, für die der Kühlkörper die Kühlsystemanforderung erfüllt.

Analog zur Kühlkörperanforderung ist das Kühlkörpervolumen maßgeblich von der Schaltfrequenz abhängig, da diese die wesentliche Einflussgröße auf die Halbleiterverluste darstellt.

6.3.2 Systemvolumen für natürliche Konvektion

Aus den Volumina aus Filter, Boost-Drosseln und Kühlkörper (Abbildungen 6.2 und 6.4) wird das Systemvolumen des PFC-Gleichrichters bestimmt (Abbildung 6.5).

Im unteren Bereich der Schaltfrequenz bringt insbesondere bei kleinen Werten der Stromwelligkeit k das Volumen aus Filter und Boost-Drossel einen maßgeblichen Beitrag zum Systemvolumen. Mit größer werdenden Schaltfrequenzen spielt der Anteil der induktiven Komponenten am Systemvolumen eine immer untergeordnetere Rolle. Hier wird das Systemvolumen hauptsächlich vom Volumen des Kühlkörpers bestimmt.

In Folge der beschriebenen Volumenabhängigkeiten stellt sich ein Minimum des Systemvolumens ein. Auf Grund des beschriebenen Einflusses des Kühlkörpervolumens bei größeren

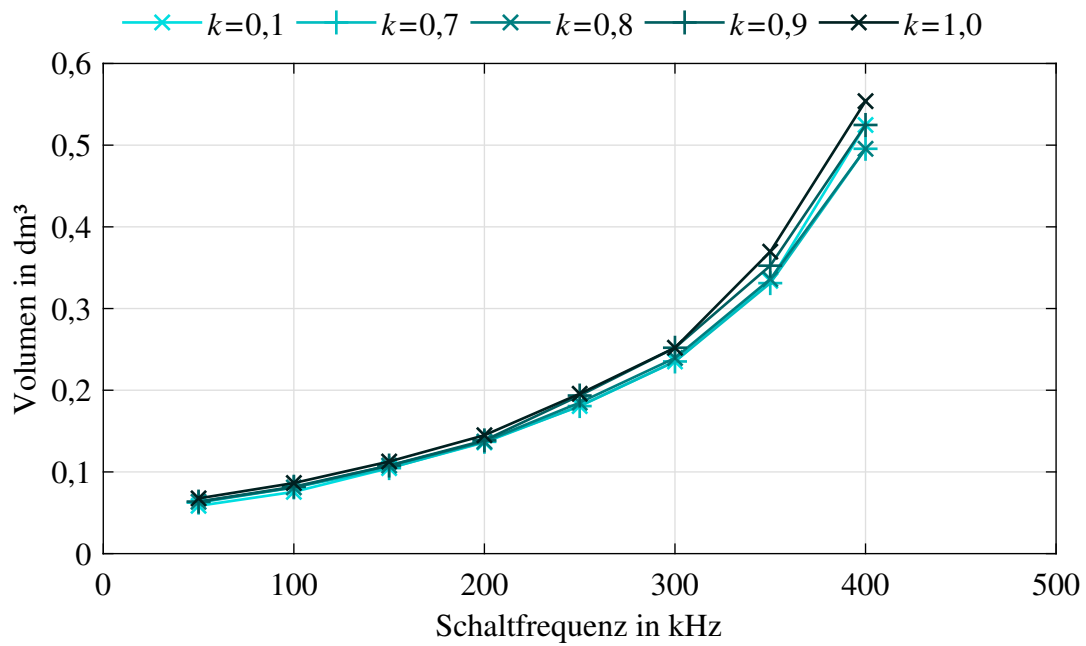


Abbildung 6.4: Berechnetes Kühlkörpervolumen des PFC-Gleichrichters für natürliche Konvektion in Abhängigkeit der Schaltfrequenz für ausgewählte Werte der Stromwelligkeit k .

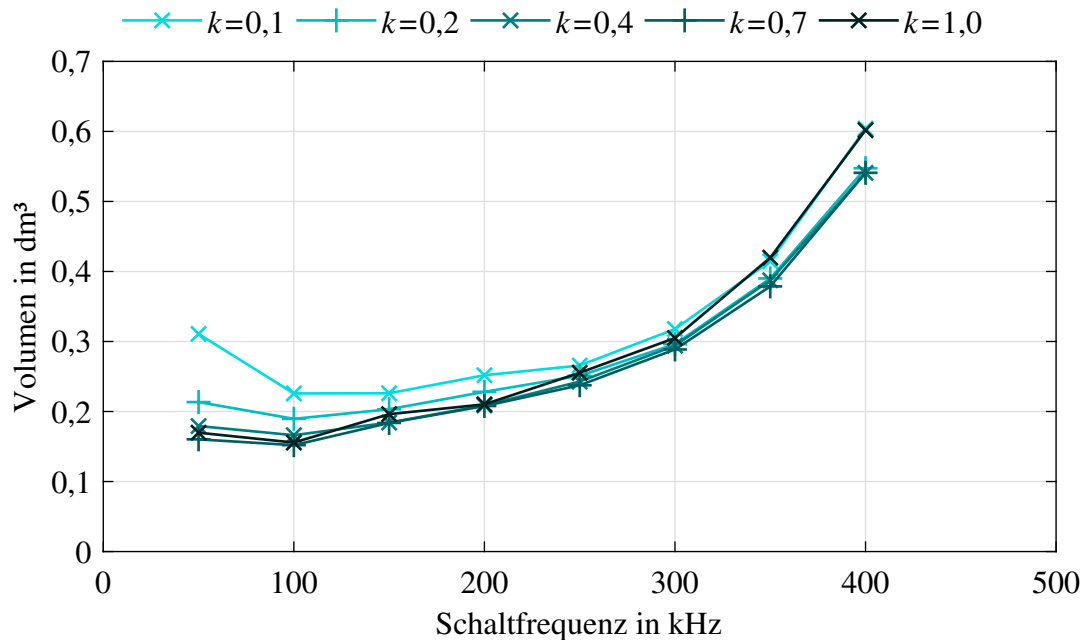


Abbildung 6.5: Berechnetes Systemvolumen des PFC-Gleichrichters für natürliche Konvektion in Abhängigkeit der Schaltfrequenz. Die dargestellten Werte der Stromwelligkeit k wurden so gewählt, dass eine übersichtliche Darstellung resultiert. Das minimale Systemvolumen liegt bei einer Stromwelligkeit $k = 0,7$ und bei einer Schaltfrequenz $f_s = 100\text{kHz}$ vor.

Schaltfrequenzen befindet sich das Minimum bei einer Schaltfrequenz von $f_s = 100\text{kHz}$. Da in diesem Bereich der Schaltfrequenz der Einfluss der induktiven Komponenten, bedingt durch die Boost-Drossel, in Abhängigkeit der Stromwelligkeit groß ist, stellt sich das Minimum bei einem relativ hohen Wert für die Stromwelligkeit bei $k = 0,7$ ein.

Auch hier wurden die Werte der gezeigten Stromwelligkeit so gewählt, dass die je nach Schaltfrequenz maximalen und minimalen Volumina übersichtlich dargestellt sind und das Minimum bei $k = 0,7$ hervorgeht. Verläufe für Stromwelligkeiten, die den hier dargestellten Verläufen stark ähneln, sind nicht abgebildet.

Auf Grund der für die Schaltfrequenz gewählten Schrittweite kann das wahre Minimum in Abbildung 6.5 etwas neben der identifizierten Schaltfrequenz von $f_s = 100\text{kHz}$ liegen. Das ist insbesondere für Schaltfrequenzen knapp unterhalb des normrelevanten Frequenzbereichs (unterhalb 150kHz) wahrscheinlich. Da nur ein unerheblich geringerer Wert dieses wahren minimalen Volumens erwartet wird, wurde die gewählte Auflösung beibehalten. Insbesondere die Berechnung der Drosselvolumina (Abbildungen 5.15 und 5.16) stellt für eine geringere Schrittweite einen erheblichen Mehraufwand dar.

6.3.3 Parameter der Optimierung für natürliche Konvektion

Aus der beschriebenen Parameterwahl resultiert ein PFC-Gleichrichter entsprechend der Daten in Tabelle 6.2. Es liegt ein dreistufiger Filter vor.

Tabelle 6.2: Systemparameter für volumenoptimierten PFC-Gleichrichter für natürliche Konvektion

Parameter	Wert	Einheit
Schaltfrequenz f_s	100	kHz
Stromwelligkeit k	0,7	
Volumen optimierter Komponenten $V_{\text{opt,nat}}$	0,15	dm^3
Halbleiterverluste P_{HL}	12,0	W
Gesamtverluste P_{ges}	21,8	W
Wirkungsgrad η	0,989	
thermischer Widerstand Kühlkörper R_{th}	5,42	K/W
Induktivität Boost-Drossel L_{CCM}	116,2	μH
Anzahl Filterstufen	3	
Filterinduktivität L_f	9,2	μH
Filterkapazität C_f	1,1	μF

Das Volumen der optimierten Komponenten $V_{\text{opt,nat}}$ entspricht der Summe aus Filter-, Boost-Drossel- und Kühlkörpervolumen (Abbildung 6.5). Die Verteilung des Volumens auf die verschiedenen Komponenten unter Berücksichtigung des Zwischenkreises ist in Abbildung 6.6 (links) dargestellt. Die Bezeichnungen $\sum L_{\text{DM}}$, $\sum C_{\text{DM}}$ meinen die Summe der Komponenten aller Filterstufen und $\sum C_{\text{ZK}}$ die Summe aller eingesetzten Zwischenkreiskondensatoren. Die

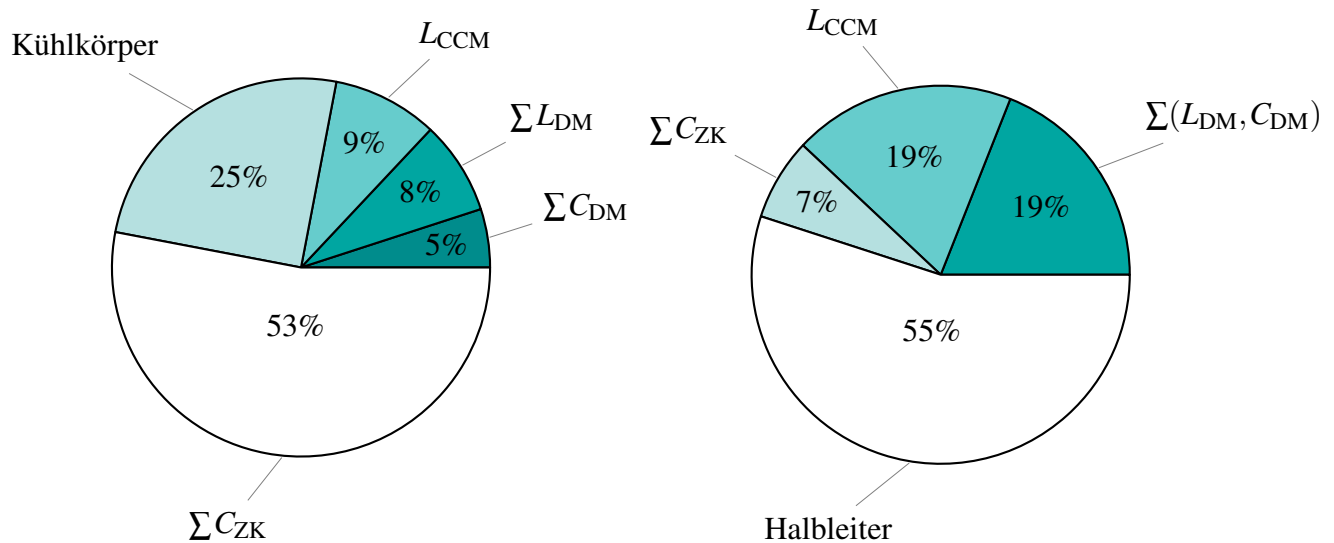


Abbildung 6.6: Volumenaufteilung (links) und Verlustaufteilung (rechts) der optimierten Komponenten sowie des Zwischenkreises des PFC-Gleichrichters für natürliche Konvektion unter Berücksichtigung des Zwischenkreises; L_{CCM} steht für beide Boost-Drosseln

Induktivität L_{CCM} besteht aus den beiden Boost-Drosseln mit einer jeweiligen Induktivität von $L_{CCM}/2$.

Aus der Volumenaufteilung wird deutlich, dass ein bedeutender Anteil des Systemvolumens durch die Zwischenkreiskondensatoren eingenommen wird. In dieser Arbeit wurde der Zwischenkreis konventionell so dimensioniert, dass dieser die 100 Hz-Leistungswelligkeit puffert. Die in der Arbeit angewendeten Methoden sind ungeeignet, um eine Volumenoptimierung des Zwischenkreises vorzunehmen. Solch eine Optimierung ist mit regelungstechnischen Methoden unter Einsatz von Zusatzbeschaltung (aktive Filterung) möglich, was den Rahmen dieser Arbeit überschreitet.

Die gesamten Verluste des PFC-Gleichrichters, unter Berücksichtigung des Zwischenkreises, belaufen sich auf 21,8 W, was einem Wirkungsgrad von 0,989 entspricht. Die Verluste teilen sich entsprechend Abbildung 6.6 (rechts) auf.

Die Details der Komponenten Kühlsystem, Boost-Drossel und Filter für die gewählten Gleichrichterparameter sind im Anhang Abschnitt A.3 beschrieben.

6.4 Gesamtoptimierung für erzwungene Konvektion

Für die Gesamtoptimierung des durch erzwungene Konvektion gekühlten PFC-Gleichrichters wird das Systemvolumen analog zur Vorgehensweise bei natürlicher Konvektion aus dem Volumen von Filter und Boost-Drossel, sowie dem Volumen des Kühlkörpers für erzwungene Konvektion bestimmt.

6.4.1 Kühlsystem für erzwungene Konvektion

Die Anforderung an das Kühlsystem für erzwungene Konvektion geht, ebenso wie für natürliche Konvektion, aus der Abbildung 6.3 hervor. Zusätzlich zum geometrischen Parameterraum des Kühlkörpers entsprechend Abschnitt A.1.2 werden die Daten des Luftschachts und verschiedene Lüftermodelle spezifiziert. Im Vergleich zur natürlichen Konvektion stellt der einzusetzende Lüfter einen weiteren Freiheitsgrad in der Optimierung des Kühlsystems dar. In dieser Arbeit werden Lüfter mit einer Versorgungsspannung von 5 V berücksichtigt. Unter solchen Lüftern bestimmt der Querschnitt des Luftdurchlasses bzw. der Durchmesser der Rotorblätter maßgeblich das Entwärmungsvermögen des Kühlsystems, aber auch dessen Volumen. Die Kühlkörpermaße sind auf die zu kühlende Fläche unterhalb der Halbleiter abzustimmen. Kommt ein Lüfter zum Einsatz, dessen Breite der Kühlkörperbreite entspricht, kann das Kühlsystem in der hier betrachteten Anwendung jegliche Kühlsystemanforderung (Abbildung 6.3) erfüllen. Das Kühlsystemvolumen nähme für alle Schaltfrequenzen ein fast identisch großes Kühlsystemvolumen ein. Anders gesagt wäre eine solches Kühlsystem überdimensioniert und daher nicht volumenoptimiert. Aus diesem Grund werden am Kühlkörper, dessen minimale Breite durch die notwendige Fläche zur Kühlung der Halbleiter gegeben ist (Tabelle A.2), mehrere Lüfter vorgesehen, deren Breite in Summe der Kühlkörperbreite entspricht.

Das Kühlsystemvolumen für erzwungene Konvektion beinhaltet die Volumina von Kühlkörper, Luftschacht und Lüfter (Abbildung 6.7). Das Modellergebnis stellt das Kühlkörpervolumen in Abhängigkeit des thermischen Widerstands dar.

Auf Grundlage der Daten in Abbildung 6.7 und der frequenz- und stromwelligkeitabhängigen Kühlkörperanforderung (Abbildung 6.3) kann jeder Kombination von Schaltfrequenz und Stromwelligkeit ein zugehöriges Kühlkörpervolumen zugeordnet werden (Abbildung 6.8).

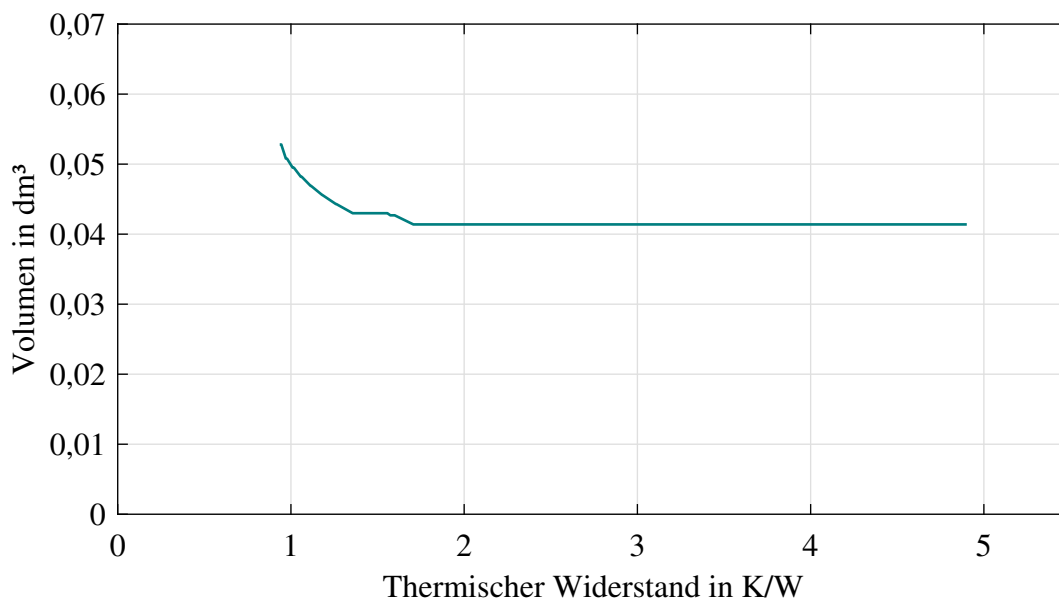


Abbildung 6.7: Berechnetes Kühlkörpervolumen des PFC-Gleichrichters für erzwungene Konvektion in Abhängigkeit des thermischen Widerstands.

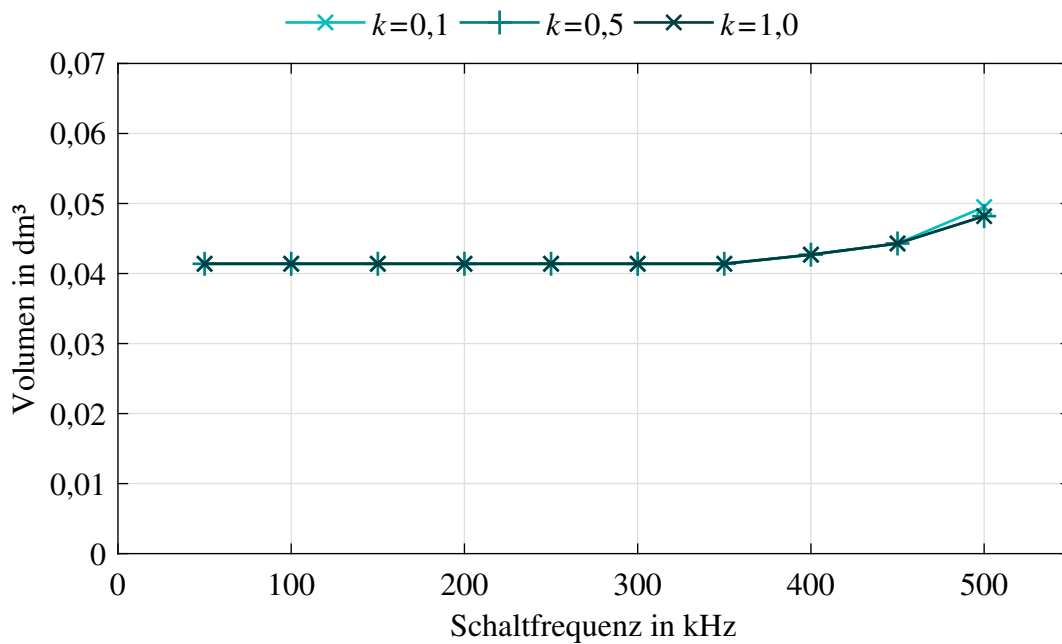


Abbildung 6.8: Berechnetes Kühlkörpervolumen des PFC-Gleichrichters für erzwungene Konvektion in Abhängigkeit der Schaltfrequenz und der Stromwelligkeit für ausgewählte Werte k .

Im Vergleich zur natürlichen Konvektion lassen sich beim Kühlsystem mit erzwungener Konvektion geringere Volumina feststellen. Weiterhin fällt die Steigung des Volumens mit der Schaltfrequenz niedriger aus. Dieses Verhalten bestimmt das Optimierungsergebnis für erzwungene Konvektion maßgeblich.

6.4.2 Systemvolumen für erzwungene Konvektion

Aus den Volumina aus Filter, Boost-Drosseln und Kühlsystem (Abbildung 6.2 und 6.8) wird das Systemvolumen des PFC-Gleichrichters für erzwungene Konvektion bestimmt (Abbildung 6.9).

Da das Kühlkörpervolumen über die betrachteten Designparameter nahezu konstant ist, wird die Varianz des Systemvolumens von den Komponenten Boost-Drosseln und Filter bestimmt. Das Minimum des Systemvolumens stellt sich bei einer Schaltfrequenz $f_s = 450 \text{ kHz}$ und einer Stromwelligkeit $k = 0,5$ ein.

6.4.3 Parameter der Optimierung für erzwungene Konvektion

Aus der beschriebenen Parameterwahl resultiert ein PFC-Gleichrichter entsprechend der Daten in Tabelle 6.3. Es liegt ein dreistufiger Filter vor. Die gesamten Verluste des PFC-Gleichrichters belaufen sich auf 34,4 W, was einem Wirkungsgrad von 0,983 entspricht.

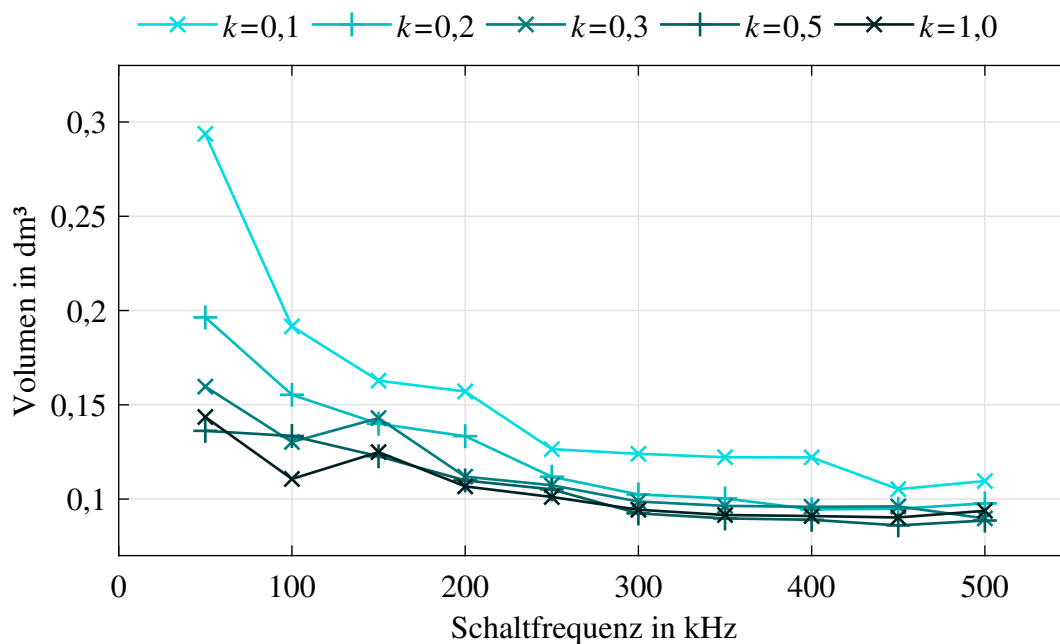


Abbildung 6.9: Berechnetes Systemvolumen des PFC-Gleichrichters für erzwungene Konvektion in Abhängigkeit der Schaltfrequenz. Die dargestellten Werte der Stromwelligkeit k wurden so gewählt, dass eine übersichtliche Darstellung resultiert. Das minimale Systemvolumen liegt bei einer Stromwelligkeit $k = 0,5$ und bei einer Schaltfrequenz $f_s = 450$ kHz vor.

Die Verteilung der Volumina auf die optimierten Einzelkomponenten und den Zwischenkreis ist in Abbildung 6.10 (links) dargestellt. Die Verluste teilen sich entsprechend Abbildung 6.10 (rechts) auf.

Im Vergleich zur natürlichen Konvektion sind die anteiligen Verluste durch die Halbleiter grö-

Tabelle 6.3: Systemparameter für volumenoptimierten PFC-Gleichrichter für erzwungene Konvektion

Parameter	Wert	Einheit
Schaltfrequenz f_s	450	kHz
Stromwelligkeit k	0,5	
Volumen optimierter Komponenten $V_{\text{opt,erzw}}$	0,086	dm ³
Halbleiterverluste P_{HL}	25,5	W
Gesamtverluste P_{ges}	34,4	W
Wirkungsgrad η	0,983	
thermischer Widerstand Kühlkörper R_{th}	1,3	K/W
Induktivität Boost-Drossel L_{CCM}	36,1	μH
Anzahl Filterstufen	3	
Filterinduktivität L_f	5,8	μH
Filterkapazität C_f	0,63	μF

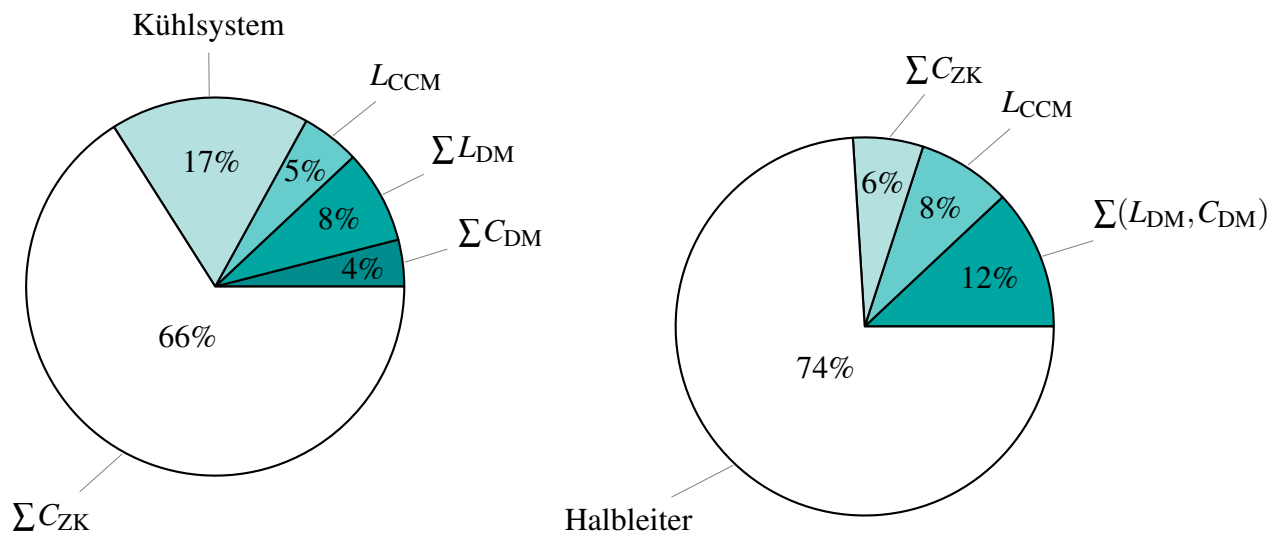


Abbildung 6.10: Volumenaufteilung (links) und Verlustaufteilung (rechts) der optimierten Komponenten sowie des Zwischenkreises des PFC-Gleichrichters für erzwungene Konvektion unter Berücksichtigung des Zwischenkreises; L_{CCM} steht für beide Boost-Drosseln

ber. In Folge der hohen Schaltfrequenz haben sich die Halbleiterverluste etwa verdoppelt. Auf Grund des größeren Entwärmungsvermögens durch erzwungene Konvektion sinkt der prozentuale Anteil des Kühlsystemvolumens. Dies hat zur Folge, dass der Zwischenkreis, der identisch zur Optimierung für natürliche Konvektion ist, einen noch größeren Anteil des Systemvolumens einnimmt.

Die Details der Komponenten Kühlsystem, Boost-Drossel und Filter für die gewählten Gleichrichterparameter sind im Anhang Abschnitt A.3 beschrieben.

6.5 Vergleich mit anderen Ergebnissen

In diesem Abschnitt erfolgt der Vergleich der in dieser Arbeit erzielten Ergebnisse mit denen anderer realisierten PFC-Gleichrichter. Eine sinnvolle Bewertung kann durch den Vergleich des Volumens aus Kühlsystem, Boost-Drosseln und Netzfilter erfolgen. Werden der Zwischenkreis und weitere Komponenten wie Messtechnik und Gate-Treiber berücksichtigt, so fließt die geforderte Spannungswelligkeit sowie der für ein kompaktes Design betriebene Aufwand mit in die Bewertung ein, was nicht dem Ziel dieser Arbeit entspricht.

Detailliert beschriebene Designs, die einen Vergleich ermöglichen, sind beispielsweise Referenzdesigns der Hersteller von Leistungshalbleitern. Diese dienen dazu, durch eine beispielhafte Dimensionierung einer Applikation, die Leistungsfähigkeit der Leistungshalbleiter zu demonstrieren.

Der Hersteller Cree hat ein solches Referenzdesign für den in dieser Arbeit verwendeten Halbleiter veröffentlicht [99]. Das Referenzdesign ist eine 2,2 kW Totem-Pole-PFC-Schaltung und

ist, bis auf eine geringe Differenz der Ausgangsleistung, identisch zum vorliegenden Fallbeispiel. Die maximal zulässige Umgebungstemperatur beträgt ebenfalls 50 °C. Die geforderte Qualität des Netzstromes wird nicht in Form einer Norm, sondern mit einem Oberschwingungsgehalt von $THD < 5\%$ angegeben. Der Hersteller bewirbt das Design mit einem sehr hohen Wirkungsgrad und geringem Kostenaufwand.

Der PFC-Gleichrichter wird mit einer Schaltfrequenz von 100 kHz betrieben. Der Wirkungsgrad wird mit 98,5 % unter Volllast angegeben. Das Kühlkonzept sieht TO247-Gehäuse- Kühlkörper vor, die jeden Halbleiter einzeln kühlen. Ein Lüfter ist so angeordnet, dass die Konvektion aller Kühlkörper verstärkt wird. Die mit Netzfrequenz kommutierende Halbbrücke ist mit Dioden ausgestattet. Die Volumina der Komponenten DM-Filter, Boost-Drossel und Kühlung betragen in Summe etwa 0,19 dm³. Dies ist mehr als das doppelte des optimierten Volumens für erzwungene Konvektion (0,086 dm³) und etwa 30 % mehr als für natürliche Konvektion (0,15 dm³, Tabelle 6.4).

Der Vergleich zum Referenzdesign von GaN-Systemen fällt ähnlich aus [100]. Hier wird ein Totem-Pole-PFC-Gleichrichter mit den GaN-HEMTs GS66516T realisiert. Die Schaltfrequenz liegt bei relativ niedrigen 65 kHz. Der Wirkungsgrad beträgt 98,7 % und die Summe des Volumens aus DM-Filter, Boost-Drossel und Kühlsystem 0,25 dm³ (ohne Berücksichtigung des zusätzlich anzubringenden Lüfters, Tabelle 6.4). Damit ist das Volumen dieser Komponenten noch größer als beim Cree-Referenzdesign. Keines der Referenzdesigns ist mit den optimierten Ergebnissen dieser Arbeit vergleichbar. Ein möglicher Grund ist, dass das System der Halbleiterhersteller nicht auf Bauraum bzw. Leistungsdichte, sondern auf Wirkungsgrad optimiert ist. Weiterhin könnte auch der Kostenaspekt eine treibende Kraft der Designs sein. So fallen beispielsweise einfache Kühlkonzepte und die mit Volldraht bewickelte Boost-Drossel auf.

Für eine weitere Vergleichsmöglichkeit werden die Ergebnisse der Google Little Box Challenge (GLBC) herangezogen. Dies ist ein vom Unternehmen Google und dem IEEE im Jahr 2015 initiiertes Wettbewerb zum Design eines ultrakompakten 2 kVA-PV-Wechselrichters, zu dessen Teilnahme Leistungselektroniker auf der ganzen Welt aufgerufen wurden. Die Anforderung an die Leistungsdichte betrug 3 kW/dm³ unter Berücksichtigung aller zum Betrieb notwendigen Komponenten (inkl. Kühlung, Filter, Gate-Treiber, Messsensorik, Steuerung, Gehäuse) [101].

Der einphasige PV-Wechselrichter ist prinzipiell identisch zum einphasigen PFC-Gleichrichter dieser Arbeit. Es bestehen geringfügige Unterschiede in den Anforderungen. So weist das Spannungsnetz in den USA eine Frequenz von 60 Hz anstatt 50 Hz auf und es liegt eine geringfügig abweichende EMV-Anforderung vor.

Ein Schwerpunkt des Designs aller beteiligten Teams war die Vermeidung des Einsatzes von Elektrolytkondensatoren zur Beherrschung der 120 Hz-Leistungswelligkeit. Stattdessen wurden vielfach Ansätze zur aktiver Pufferung, was die erforderliche Kapazität reduziert, in Kombination mit Keramikkondensatoren verwendet [102]. Daher ist insbesondere für diesen Vergleich eine Reduktion auf die Komponenten Boost-Drosseln, Filterdrosseln und Kühlsystem sinnvoll.

Ein im Detail beschriebener PV-Wechselrichter, der beim Wettbewerb eingereicht wurde und zu dem Finalisten gehört, ist der GaN-basierte Wechselrichter des Teams !verter [16]. Im

Tabelle 6.4: Vergleich verschiedener PFC-Gleichrichter
 (* beinhaltet Komponenten des CM-Filters, ** die Designs wurden nicht als Aufbau realisiert, *** beinhaltet zusätzlich Si-Halbleiter)

Parameter	Ergebnisse dieser Arbeit			Ergebnisse anderer Arbeiten				
	Natürliche Konvektion	Erzwungene Konvektion	Cree Referenzdesign	GaN Referenzdesign	!verter GLBC	!verter Redesign1**	!verter Redesign2	
Halbleiterart***	SiC	SiC	SiC	GaN	GaN	GaN	GaN	
Ausgangsleistung in W	1976	1964	2200	3000	2000	2000	2000	
Betriebsmodus	-----	-----	CCM	-----	TCM	TCM	DCM	
Kühlart	nat. Konv.	-----	-----	-----	erzwungene Konvektion			
f_s in kHz	100	450	100	65	200...1000	42...830	140	
η in %	98,9	98,3	98,5	98,7	96,4	97,9	98,1	
Volumina in dm ³								
DM-Filter	0,041	0,030	0,099	0,033	0,015*	0,016*	0,009*	
Boost-Drossel	0,030	0,012	0,049	0,102	0,023	0,028	0,011	
Kühlsystem	0,080	0,044	0,046	0,115	0,064	0,038	0,034	
SUMME	0,151	0,086	0,194	0,250	0,102	0,085	0,054	
Bezogenes Volumen in dm ³ /kW	0,076	0,044	0,088	0,083	0,051	0,043	0,027	

Wechselrichter kommen GaN-GITs („gate injected transistor“) des Herstellers Infineon zum Einsatz (Sample-Status). Je zwei Halbbrücken werden für den Interleaving-Betrieb ausgeführt und mit der Modulationsart TCM („triangular current modulation“) betrieben. Durch dieses Modulationsverfahren werden die Schaltverluste reduziert (engl. „zero voltage switching“, ZVS). Das Interleaving der Phasen verringert die Durchlassverluste und erhöht die effektive Schaltfrequenz, was sich günstig auf die Filterdimensionierung auswirkt. Für den Netzfilter kommen konventionelle Filterstrukturen, d.h. identisch zur vorliegenden Arbeit, zum Einsatz. Die Filterkondensatoren werden als Keramikkondensatoren auf Grund des großen Kapazität-Volumen-Verhältnisses ausgeführt und es werden kommerziell verfügbare Filterdrosseln verwendet. Die Boost-Drosseln wurden aus Multi-Luftspalt-Ferriten mit mehrlagigen Folienleitern hergestellt. Diese Konfiguration weist einen hohen Kupferfüllfaktor auf und soll die Verluste reduzieren. Das Design erreicht einen relativ geringen Wirkungsgrad von 96,4 %, das Volumen der Komponenten Filter (beinhaltet die CM-Kondensatoren), Boost-Drosseln und Kühlsystem beträgt in Summe $0,102 \text{ dm}^3$, was ein um 19% größeres Volumen als für erzwungene Konvektion in dieser Arbeit ist ($0,086 \text{ dm}^3$, Tabelle 6.4).

Im Nachgang des Wettbewerbs wurde die Ursache für die relativ hohen Verluste ermittelt und analysiert. Neben einer detaillierten Untersuchung der Halbleiterverluste bei TCM und stark verlustbehafteten Ceralink-Kondensatoren zur 120 Hz-Pufferung haben sich die eingesetzten Boost-Drosseln als Schwachstelle erwiesen. Die mechanische Bearbeitung zur Herstellung der Multi-Luftspalt-Ferrite resultiert in um das zehnfache größeren Kernverlusten. Daher wurden für weitere Untersuchungen kommerziell verfügbare Ferritkerne sowie Litze als Wicklungsmaterial herangezogen, wie es auch in dieser Arbeit angenommen wurde.

Auf Grundlage der Erkenntnisse aus der Google Little Box Challenge hat das Team !verter die in [8] vorgeschlagene Optimierung des Gesamtsystems vorgenommen, wie sie in ähnlicher Weise auch in dieser Arbeit vorgestellt wurde [16]. Daraus ergibt sich zum einen die Optimierung der Leistungsdichte der bei der Google Little Box Challenge eingereichten Topologie, zum anderen wurde eine weitere Topologie als mögliche Lösung untersucht, die eine weitere Steigerung der Leistungsdichte erlaubt. Beide Ergebnisse sind im Kontext dieser Arbeit interessant und einzuordnen.

Die Optimierung der eingereichten Topologie, in Tabelle 6.4 als !verter Redesign1 bezeichnet, resultiert in optimierten Induktivitätswerten der Boost-Drosseln sowie optimierten Bereichen der Schaltfrequenz. Das Volumen von Filter, Boost-Drossel und Kühlsystem konnte im Vergleich zur nichtoptimierten GLBC-Variante um 17 % reduziert werden, und zwar obwohl Kondensatoren größeren Bautyps (Keramik statt Ceralink) und konventionelle Boost-Drossel-Designs eingesetzt wurden. Dieses Ergebnis spricht für die Bedeutung und das Potential einer Systemoptimierung, wie sie in dieser Arbeit und in [16] angewendet wurde. Obwohl in [16] platzsparende Kondensatoren (Keramik- statt Folienkondensatoren), GaN-Halbleiter und das besser wärmeleitfähige Kupfer als Kühlkörpermaterial eingesetzt wurde [103], resultiert ein fast identisches Volumen der drei betrachteten Komponenten wie Fallbeispiel dieser Arbeit bei erzwungener Konvektion (Tabelle 6.4).

Der bei der Google Little Box Challenge zulässige Erdstrom wurde zu Beginn mit 5 mA angegeben [101]. Drei Wochen vor Abgabetermin des technischen Reports wurde die Grenze auf

50 mA aufgeweicht [16]. Diese geänderte Anforderung rückt andere topologische Umsetzungen ins Interesse, was im Rahmen der Google Little Box Challenge nicht mehr umgesetzt werden konnte, jedoch im Nachgang betrachtet wurde [16]. Der Topologievergleich unter Variation der Modulation (TCM, PWM) und Interleaving resultiert in der Konfiguration !verter Redesign2 mit höchster Leistungsdichte: ein mit PWM betriebener GaN-Tiefsetzsteller, gefolgt von einer mit Netzfrequenz schaltenden Si-MOSFET-Vollbrücke. Bei umgekehrtem Leistungsfluss entspricht die Topologie dem klassischen PFC-Gleichrichter aus Abbildung 2.1, in der die Dioden durch MOSFETs ersetzt wurden. Die GaN-Halbleiter des Tiefsetzstellers schalten mit einer, verglichen mit dieser Arbeit, relativ geringen Schaltfrequenz von 140 kHz. Der Gleichrichter erreicht einen maximalen Wirkungsgrad von 98,1 % bei einem bezogenen Volumen der drei betrachteten Komponenten von $0,027 \text{ dm}^3/\text{kW}$ (Tabelle 6.4). Die Verkleinerung von Redesign1 auf Redesign2 um 37 % verdeutlicht das Potential einer optimal zum Anwendungsfall passenden Topologie.

Vergleich mit Si-basierten PFC-Gleichrichtern

Eine zentrale Frage ist der Vergleich realisierbarer Leistungsdichten für Silizium-Halbleiter gegenüber WBG-Halbleiter. Die vorgestellte Methodik lässt sich unter Berücksichtigung entsprechender Verlustdaten der Halbleiter direkt für Silizium-Halbleiter anwenden, allerdings, wie beschrieben, eignet sich die gewählte Topologie nicht. Kompakte Silizium-PFC-Gleichrichter sind möglich, zur Reduzierung der Verluste werden diese allerdings weichschaltend ausgeführt. Dazu wird der PFC-Gleichrichter im Lückbetrieb (bzw. TCM-Betriebsmodus) und zur weiteren Optimierung im Interleaving betrieben, was über den Inhalt dieser Arbeit hinaus geht. Aus diesem Grund wird der Vergleich mit Silizium anhand von dokumentierten Prototypen vorgenommen.

Die größten dokumentierten Leistungsdichten des Gesamtsystems einphasiger PFC-Gleichrichter liegen bei $5 \text{ kW}/\text{dm}^3$ [12] und $5,5 \text{ kW}/\text{dm}^3$ [10]. Durch Optimierung von einzelnen Komponenten ließen sich Leistungsdichten von $6,2 \text{ kW}/\text{dm}^3$ [10] bis $7 \text{ kW}/\text{dm}^3$ [104] erzielen. Verglichen mit der zur vorliegenden Arbeit ähnlichen Methodik in [16] sind durch Wide-Bandgap-Halbleiter, bzw. in dem Falle Gallium-Nitrid, etwa doppelt so hohe Leistungsdichten als durch Silizium realisierbar.

7 Experimentelle Untersuchung

Zur Validierung der Modelle und Optimierungsmethodik wurde ein Versuchsaufbau vorbereitet. Die Ziele der Validierung sind

1. ein Vergleich mit der Modellvorhersage auf Komponentenebene (Abschnitt 7.1) und
2. die Funktionalität des Gesamtsystems unter Einhaltung der in der Modellierung gesetzten Randbedingungen (Abschnitt 7.2).

Die in dieser Arbeit vorgestellte Validierung wird für das auf natürliche Konvektion optimierte System vorgenommen. Die beiden in Kapitel 6 optimierten PFC-Gleichrichter unterscheiden sich in erster Linie in der Art der Kühlung. Daher wird eine separate Validierung des PFC-Gleichrichters mit erzwungener Konvektion auf Systemebene nicht vorgesehen und es sei auf die Validierung der erzwungenen Konvektion auf Komponentenebene in Abschnitt 3.4.2.2 sowie [53,56] verwiesen.

7.1 Validierung Komponentenebene

Auf Komponentenebene wird die Charakteristik der eingesetzten Drosseln (Boost- und Filterdrossel), sowie des Netzfilters mit den Modellvorhersagen verglichen. Damit wird geprüft, ob die Komponenten die im System vorgesehene Wirkung realisieren können.

Eine separate Untersuchung des Kühlsystems erfolgt in diesem Kapitel nicht, da die Validierung der entsprechenden Modelle bereits im Kapitel 3 vorgenommen wurde.

7.1.1 Drosseln

Alle Drosseln wurden mit einem Litzleiter mit einem Einzeldrahtdurchmesser von 0,1 mm und einer Einzeldrahtanzahl von 100 gefertigt. Diese zum Zeitpunkt der Umsetzung verfügbare Litze eignet sich sowohl für die Boost-Drossel (optimale Einzeldrahtanzahl 105) und die Filterdrosseln (optimale Einzeldrahtanzahl 90), ohne nennenswerte Auswirkung auf die Verluste. Die Drosseln wurden, insofern für die Kerngröße verfügbar, unter Einsatz von Wickelkörpern hergestellt. Die Kerne, die Wickelkörper und die hergestellten Filter- sowie Boost-Drosseln sind in der Abbildung 7.1 dargestellt.

Die Drosseln werden hinsichtlich ihres Induktivitätswertes und ihres Sättigungsstromes untersucht. Zu diesem Zweck kommt das Messgerät „Power Choke Tester“ DPG10-1500B des

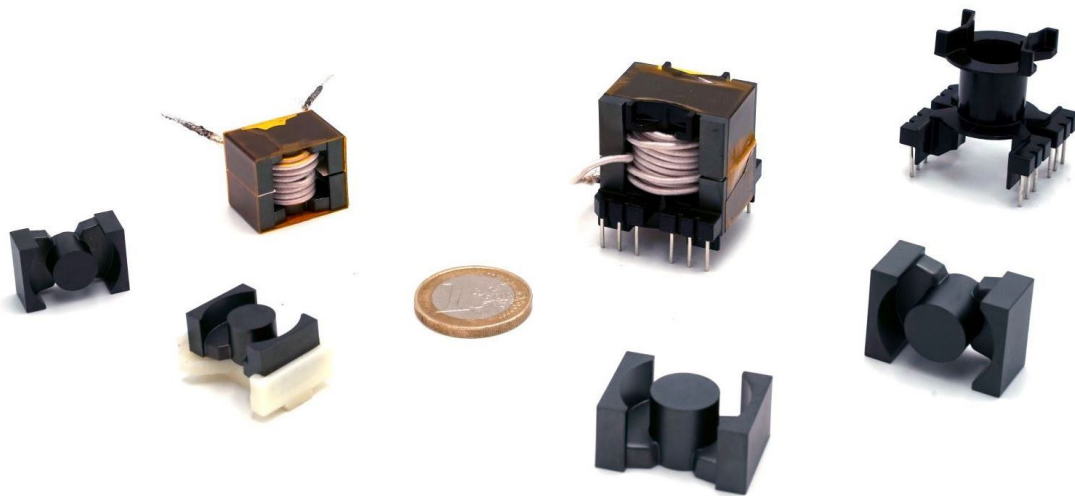


Abbildung 7.1: Ferritkerne PQ20/16 mit 3D-gedruckter Halterung, gewickelte Filterdrossel (links), Ferritkerne PQ26/25, Wickelkörper und gewickelte Boost-Drossel (rechts)

Herstellers ed-k zum Einsatz [105]. Das Impulsmessverfahren liefert eine Induktivitätskurve in Abhängigkeit des Stromes. Die thermische Dimensionierung wird nicht auf Komponentenebene, sondern auf Systemebene betrachtet.

7.1.1.1 Boost-Drosseln

Die vorgesehenen Luftspalte zwischen den Kernhälften werden durch ein oder mehrere Lagen Isolationspapier der Stärken 0,1 und 0,2 mm realisiert. Das Papier wird jeweils zwischen die äußeren Schenkel gelegt. Die Luftspaltlänge ist daher in diskreten Schritten einstellbar. Somit kann der Luftspalt nicht exakt identisch zur Berechnung eingestellt werden. Geringe Abweichungen in der Luftspaltlänge beeinflussen den erzielten Induktivitätswert. Zum Erreichen der Zielinduktivität wird die Windungszahl angepasst, so dass diese von der Berechnung abweichen kann. Es wurde geprüft, dass die angepassten Drosselparameter ein thermisch valides Design ergeben. Die Parameter der realisierten Drosseln sind der berechneten Variante in Tabelle 7.1 gegenübergestellt.

Die Induktivitätswerte der beiden realisierten Boost-Drosseln betragen 61 μH bzw. 58 μH (Abbildung 7.2). Die maximale Abweichung zur Berechnung beträgt 6 %.

Die Streuung der Induktivitätswerte der beiden Drosseln beträgt etwa 5 %. Die vom Hersteller garantierte Fehlergrenze liegt bei $\pm 2 \%$ des angezeigten Induktivitätswertes [105] und rechtfertigt die Abweichungen in dem Maße daher nicht. Trotz identischem Aufbau können durch das manuelle Herstellungsverfahren Abweichungen des Induktivitätswertes hervorgerufen werden. So kann beispielsweise das Zusammenhalten der beiden Kernhälften mit verschiedenem Druck zu geringfügig unterschiedlichen Luftspaltlängen führen. Weiterhin beeinflusst ein leichter Versatz der beiden Kernhälften zueinander sowie die Stelle am Umfang der Wicklung, an der die Litze die Wicklung verlässt, den Induktivitätswert.

Tabelle 7.1: Konstruktive Parameter der gefertigten Boost-Drosseln. Die Luftspaltlänge weicht geringfügig von dem Ergebnis der Optimierung ab. Entsprechend wurde die Wicklung um eine Windung reduziert, um die Zielinduktivität zu erreichen.

Größe	Berechnung	Realisierung	Einheit
Induktivitätswert $L_{CCM}/2$	58	58/61	μH
Kern	PQ 26/25	PQ 26/25	
Material	N95	N95	
Windungszahl	19	18	
Einzeldrahtanzahl	105	100	
Einzeldrahtdurchmesser	0,1	0,1	mm
Luftspalt	0,68	0,7	mm

Die Sättigung tritt bei etwa 13 A ein. Dieser Sättigungsstrom ist relativ klein und könnte zu unerwünschten Effekten im Strom oder erhöhten Verlusten führen. Im Zuge der Validierung im System wird dieser Aspekt anhand der auftretenden Stromwelligkeiten bewertet.

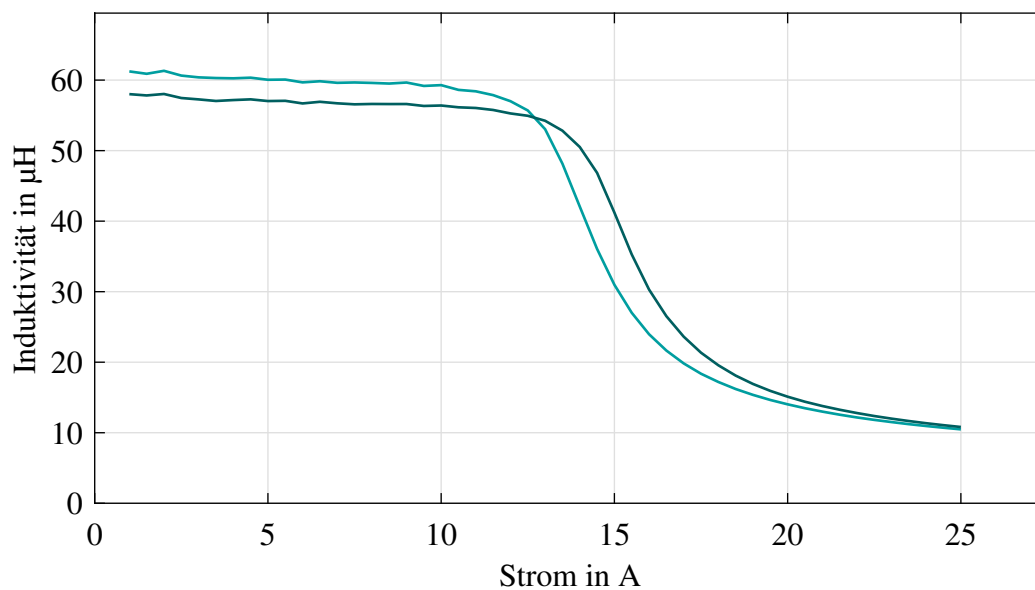


Abbildung 7.2: Messung der Induktivität der Boost-Drosseln: Die Kurven beginnen bei den Induktivitätswerten 61 μH und 58 μH .

7.1.1.2 Filterdrossel

Für den dreistufigen Gegentaktfilter kommen sechs Filterdrosseln zum Einsatz. Das Optimierungsergebnis laut Tabelle A.7 war zum Zeitpunkt der Umsetzung nicht umsetzbar, da der Ferritkern aus dem geeigneten Material nicht verfügbar war. Das Ergebnis der angepassten Berechnung geht aus der Tabelle 7.2 hervor. Es kommt der nächst größere Kern PQ 20/16 aus dem

Tabelle 7.2: Konstruktive Parameter der gefertigten Filterdrosseln. Im Vergleich zur Optimierung (Tabelle A.7) wurde die nächst größere Kernform gewählt, da die optimale Kombination aus Kernform und Kernmaterial zum Zeitpunkt nicht verfügbar war. Damit gehen auch Änderungen der Windungszahl und der Luftspaltlänge einher.

Größe	Berechnung	Realisierung	Einheit
Induktivitätswert	9,2	8,8 , ... , 9,3	μH
Kern	PQ 20/16	PQ 20/16	
Material	N97	N97	
Windungszahl	10	10	
Einzeldrahtanzahl	90	100	
Einzeldrahtdurchmesser	0,1	0,1	mm
Luftspalt	0,63	0,6	mm
Verluste $P_{V_{LDM}}$	1,01	(k.A.)	W
Volumen V_{LDM}	0,006	0,006	dm^3

Ferritmaterial N97 zum Einsatz. Zur Erzielung eines laut Optimierung identischen Induktivitätswertes ändert sich die Anzahl von Windungen und die Luftspaltlänge. Die berechneten Verluste pro Drossel erhöhen sich auf etwa 1 W, was zu Gesamtverlusten des PFC-Gleichrichters von 23,8 W und einem berechneten Wirkungsgrad von $\eta = 0,988$ führt.

Die Parameter der realisierten Filterdrosseln sind der Berechnung in der Tabelle 7.2 gegenübergestellt. Die Induktivitätswerte der realisierten Filterdrosseln liegen zwischen 8,8 μH und 9,3 μH (Abbildung 7.3). Die maximale Abweichung zur Berechnung beträgt 4 %. Auch die

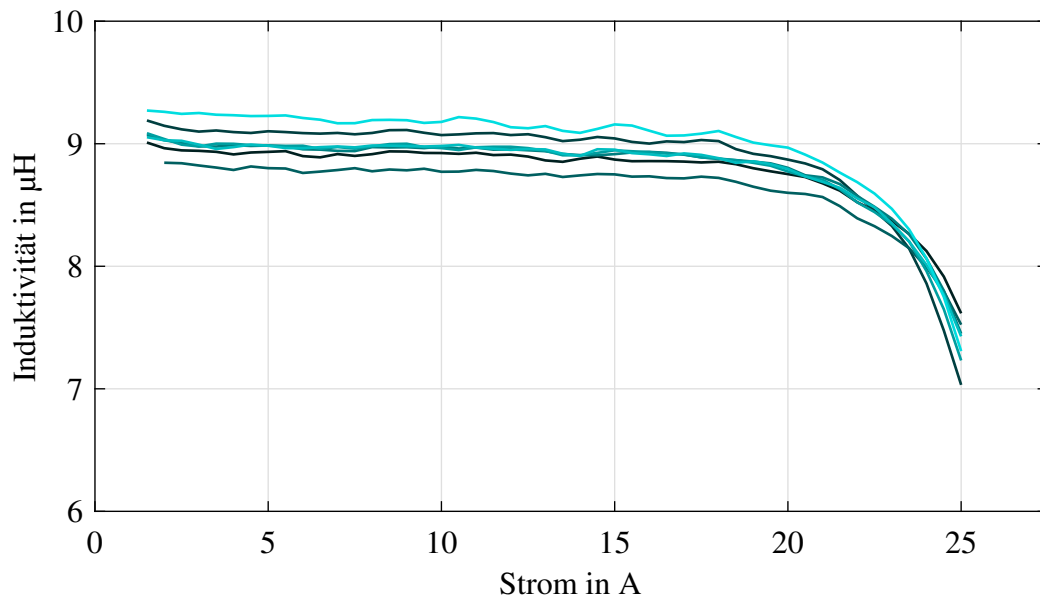


Abbildung 7.3: Gemessene Induktivität der Filterdrosseln: Die Kurven beginnen bei Induktivitätswerten zwischen 8,8 μH und 9,3 μH . Sechs der sieben gemessenen Drosseln werden für den Filter benötigt.

manuell hergestellten Filterdrosseln unterscheiden sich im Induktivitätswert um bis zu 5 %. Die möglichen Gründe wurden bereits bei der Bewertung der Boost-Drosseln genannt.

Die Sättigung tritt bei etwa 20 A ein. Der Abstand zum vorgesehenen Betriebsstrom ist damit ausreichend groß.

Für den Einsatz der Komponenten im Filter ist weiterhin die Frequenzabhängigkeit von Bedeutung. Alle Filterdrosseln und zusätzlich auch die vorgesehenen Filterkondensatoren werden mit dem Präzisions-Impedanzanalysator Wayne Kerr 6500B gemessen. Da es zwischen den verschiedenen Filterdrosseln, als auch zwischen den Filterkondensatoren, jeweils nur geringfügige Abweichungen gibt, ist in Abbildung 7.4 je ein beispielhafter Impedanzgang gegeben. Die Resonanzfrequenzen der Komponenten liegen im erwarteten Bereich, so dass sich die Filterkomponenten eignen um die erforderliche Dämpfung zu erreichen.

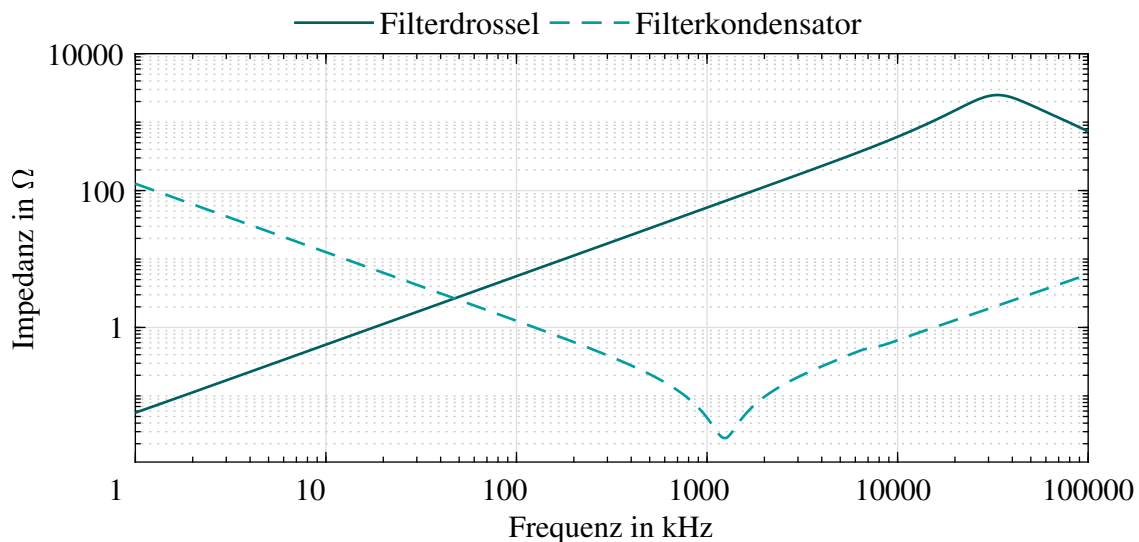


Abbildung 7.4: Gemessener Impedanzgang der Filterkomponenten: Die Resonanzfrequenzen liegen in Bereichen, die die Wirksamkeit des Filter nicht beeinträchtigen.

7.1.2 Netzfilter

Der Filter wurde aus den im Kapitel 6 ermittelten Komponenten aufgebaut, die auf eine Leiterplatte aufgebracht wurden (Abbildung 7.5). Die Layouts der Leiterplatten in dieser Arbeit wurden mit der Software EAGLE des Herstellers AUTODESK angefertigt. Neben den Filterelementen befinden sich weiterhin die Strom- und Spannungsmessensoren, die im Abschnitt 7.2.1.2 näher beschrieben wird.

Die Funktionsfähigkeit des Gegentaktfilters wird durch Messung der Dämpfung überprüft. Dazu kommt der Netzwerkanalysator Bode 100 des Herstellers OMICRON LAB zum Einsatz. Bei dieser Messung wird auf den Eingang des Filters eine sinusförmige Anregung unterschiedlicher Frequenz gegeben (Frequenz-Sweep). Am Eingang sowie am Ausgang des Filters finden Messungen statt, aus denen das Gerät die Übertragungsfunktion bzw. die Dämpfung ermittelt.

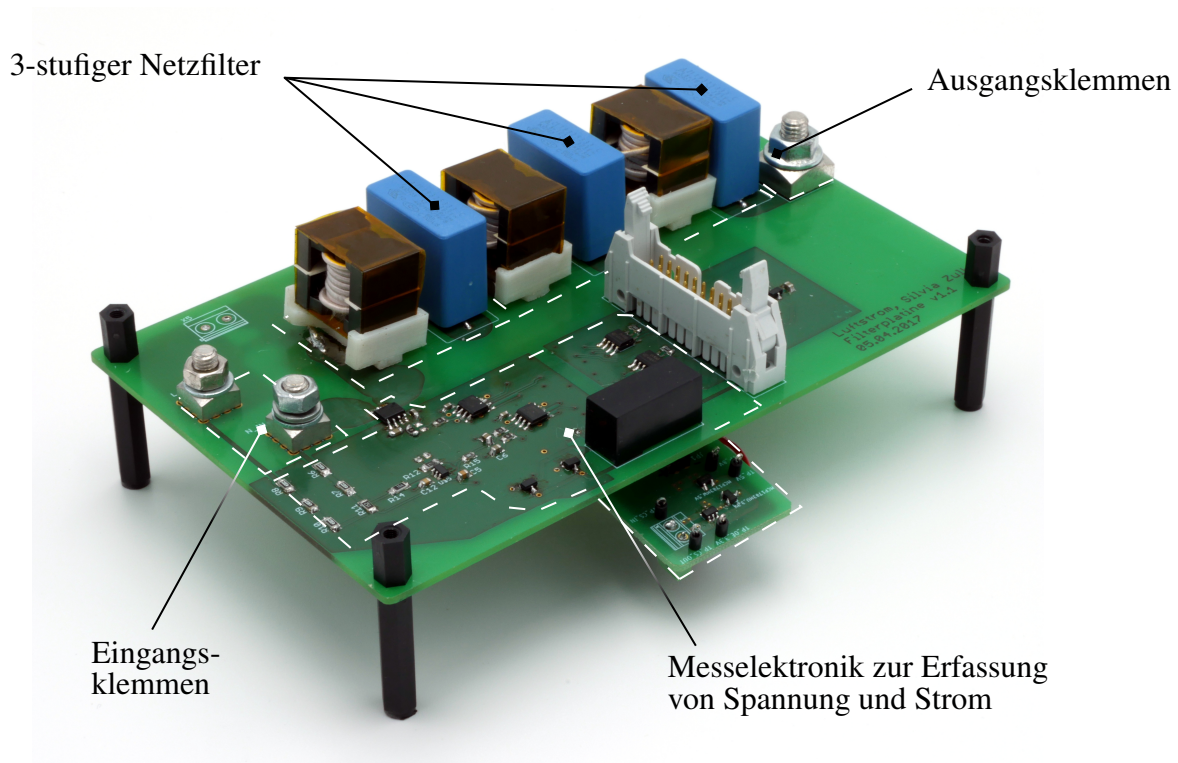


Abbildung 7.5: Dreistufiger Netzfilter mit Messelektronik zur Erfassung von Netzspannung und -strom. Drei der sechs Filterdrosseln sind an der Unterseite der Leiterplatte angebracht. (Leiterplattenmaße: 160 mm x 100 mm)

Obwohl der Bode 100 laut Herstellerangaben zur Messung der Übertragungsfunktion von Filtern geeignet ist und dafür eine eigene Funktion vorhanden ist, lässt sich der Filter aus Abbildung 7.5 mit diesem Messgerät nur bedingt untersuchen. Das Messgerät erwartet, dass die Messsignale am Ein- und Ausgang des Filters dasselbe Bezugspotential aufweisen. Auf Grund der Filterdrosseln im Rückleiter ist diese Voraussetzung nicht erfüllt. Um die Dämpfung dennoch messtechnisch überprüfen zu können, wurde der Filter für die Messung mit dem Bode 100 angepasst. Dazu wurden die Filterdrosseln aus dem Rückleiter in Reihe zu den Filterdrosseln im Hinleiter angebracht. Durch diese Änderung sind keine relevanten Auswirkungen auf die Eigenschaften des Gegentaktfilters zu erwarten.

Die auf diesem Wege gemessene Filterdämpfung ist in Abbildung 7.6 (Messung) dargestellt. Bis zu einer Frequenz von ca. 150 kHz entspricht die gemessene Filterdämpfung weitestgehend der analytischen Berechnung (Abbildung 7.6 (analytisch)). Die Dämpfung der ersten drei Resonanzen unterscheiden sich geringfügig zwischen Messung und analytischer Rechnung. Die Begründung liegt in der Verwendung idealer Filterelemente für die analytische Berechnung nach Abbildung 4.5, die keine dämpfenden ohmschen Anteile beinhaltet. Die im Vergleich zur Berechnung etwas abweichende Lage der gemessenen Resonanzstellen ist hauptsächlich durch die Streuung der Induktivitätswerte gerechtfertigt (Abbildung 7.3). In der analytischen Berechnung wurden identische Werte für die Kapazität der Filterkondensatoren und die Induktivität der Filterdrosseln in allen drei Stufen angenommen.

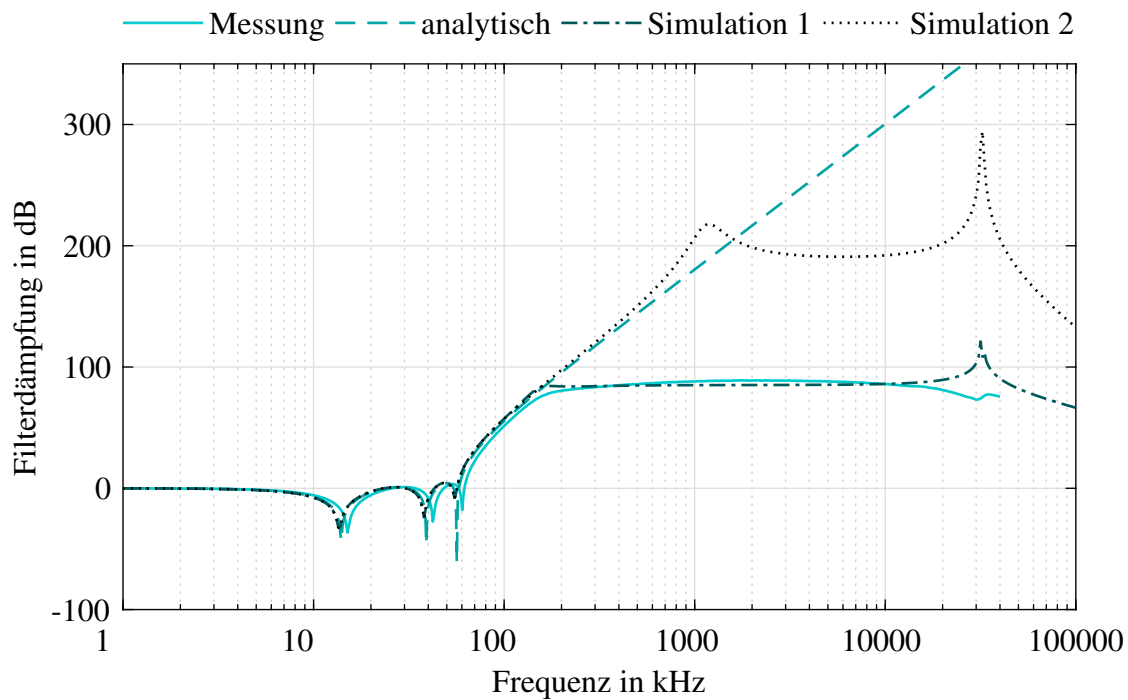


Abbildung 7.6: Filterdämpfung des dreistufigen Gegentaktfilters: Messung am Filter von Abbildung 7.5 mit Bode 100, analytische Berechnung nach idealer Modellierung (nach Abbildung 4.5), LTspice-Simulation der Messanordnung mit Bode 100 (Simulation 1) und LTspice-Simulation des realen Filters (Simulation 2, nach Abbildung 4.7)

Nach den drei Resonanzstellen weist die gemessene Filterdämpfung erwartungsgemäß eine Steigung um 120 dB pro Dekade auf. Ab etwa 150 kHz weicht die Messung von der analytischen Berechnung ab. Die gemessene Dämpfung verbleibt für einen weiten Frequenzbereich bei ca. 85 dB.

Um eine mögliche Ursache für diesen Effekt zu finden, wurde der Filter mit der Simulationssoftware LTspice nachgebildet. Dafür wurde jede Filterstufe mit den realen Ersatzschaltbildern der Abbildung 4.7 modelliert. Entsprechend dem gemessenen Filteraufbau wurde das Ersatzschaltbild der Drossel vom Rückleiter in Reihe zur Filterdrossel im Hinleiter platziert. Die Dämpfung u_1/u_2 (vergleiche z.B. Abbildung 4.7) wurde so gebildet, dass die Ausgangsspannung u_2 dasselbe Bezugspotential aufweist wie die Eingangsspannung u_1 , was der Funktion des Messgeräts Bode 100 entspricht. Solange der Rückleiter eine ideale Verbindung zwischen Ein- und Ausgang des Filters herstellt, hat die Umdefinition dieses Bezugspotentials keinen Einfluss. Da der durch die Leiterplatte realisierte Rückleiter jedoch keine idealen Eigenschaften aufweist, wurde in der Simulation an die ursprüngliche Position der Drosseln im Rückleiter jeweils eine parasitäre Induktivität von 1 nH platziert. Im Rückpfad befindet sich damit eine Gesamtinduktivität von 3 nH.

Die beschriebene Modellierung führt zu einer Filterdämpfung, die in Abbildung 7.6 (Simulation 1) dargestellt ist. Die parasitäre Induktivität im Rückleiter scheint eine deutliche Verschiebung der vierten Resonanzstelle zur Folge zu haben, die sich in der Simulation bei etwa

160 kHz erkennen lässt. Ohne Anspruch auf einen quantitativ identischen Kurvenverlauf, wird das gemessene Filterverhalten mit dieser Modellierung bis zu einer Frequenz von ca. 10 MHz hinreichend gut abgebildet. Die bei etwa 30 MHz in der Simulation auftretende fünfte Resonanzstelle, die aus der parasitären Kapazität der Filterdrossel resultiert, lässt sich im Messergebnis andeutungsweise erkennen.

Die Messung der Filterdämpfung mit dem Bode 100 ist im vorliegenden Fall daher nur bis zu einer Frequenz von ca. 150 kHz möglich. Über diese Frequenz hinaus verhindert das Messprinzip bzw. die Konfiguration des Messgeräts für den vorliegenden Filter eine wahrheitsgetreue Messung. Zur Überprüfung der Gültigkeit der Methodik zur Filterdimensionierung für Frequenzen bis zu 1 MHz ist das Messgerät Bode 100 daher nicht geeignet. Die Gültigkeit kann also mit dem Messgerät nicht belegt, aber auch nicht widerlegt werden.

Abschließend wird die Funktionalität des dreistufigen Filters anhand einer Modellierung in LTspice geprüft, in der die Filterdämpfung u_1/u_2 wie ursprünglich definiert (z.B. in Abbildung 4.7) beschrieben ist. Drei der sechs Filterdrosseln befinden sich wieder im Rückleiter, was für das Ergebnis dieser Modellierung unerheblich ist (im Vergleich zur Platzierung im Hinleiter). Der so simulierte Filter laut Abbildung 7.6 (Simulation 2) weist für Frequenzen bis knapp über 1 MHz eine Dämpfung auf, die mindestens der Dämpfung der idealen Filteranordnung (analytisch) entspricht. Das Hinzufügen von Widerständen und Induktivitäten, die die Anschlüsse und die Leiterplatte abbilden, hat keinen wesentlichen Einfluss auf den Dämpfungsverlauf der Simulation 2. Daher konnte die Funktionalität des Filters und die Gültigkeit der Methodik zur Filterdimensionierung bis zu Frequenzen von 1 MHz in dieser Arbeit nicht widerlegt werden.

Als weitere mögliche Ursache für die gemessene Filterdämpfung nach Abbildung 7.6 wurden ursprünglich Kopplungen zwischen den Filterelementen in Betracht gezogen. Ungünstige Ausrichtungen der verschiedenen Filterelemente zueinander können zu einer teilweisen Aufhebung der Filterwirkung führen. Da die Drehung und Umplatzierung der Filterbauelemente zu keiner Beeinflussung des Messergebnisses geführt hat, wurde der Einfluss von Kopplungen ausgeschlossen.

7.1.3 Kühlkörper

Der Kühlkörper für natürliche Konvektion entsprechend der Konstruktionszeichnung in Abbildung A.2 wurde in einer CNC-Fräse maßgefertigt (Abbildung 7.7).

7.2 Validierung Systemebene

Die Messungen am Gesamtsystem des PFC-Gleichrichters dienen der Validierung folgender Aspekte:

- Funktionalität der Leistungsfaktorkorrektur, d.h. Feststellen der Phasenverschiebung zwischen Eingangsspannung und -strom sowie des sinusförmigen Stromes,



Abbildung 7.7: Gefertigter Kühlkörper entsprechend der Konstruktionszeichnung in Abbildung A.2

- Einstellen der korrekten DC-Ausgangsspannung bei gewünschter Spannungswelligkeit,
- korrekte Stromwelligkeit der Boost-Drossel,
- Funktionalität des Gegentaktfilters,
- Vergleich der Gesamtverluste bzw. Bestimmung des Wirkungsgrades und
- stationärer Betrieb ohne Überschreitung thermischer Grenzen.

Die für den Aufbau des Systems notwendige Hardware wird im Folgenden beschrieben.

7.2.1 Schaltungslayout

Die für die Versuche vorbereitete Schaltung wird durch Unterteilung in die Einheiten Leistungselektronik, Messsensorik und Steuerelektronik erläutert.

7.2.1.1 Leistungselektronik

Die Einheit Leistungselektronik (Abbildung 7.8) beinhaltet die Komponenten

- hochfrequente Halbbrücke (SiC-MOSFETs) und zugehörige Treiberschaltungen,
- netzfrequente Halbbrücke (Si-MOSFETs) und zugehörige Treiberschaltungen,

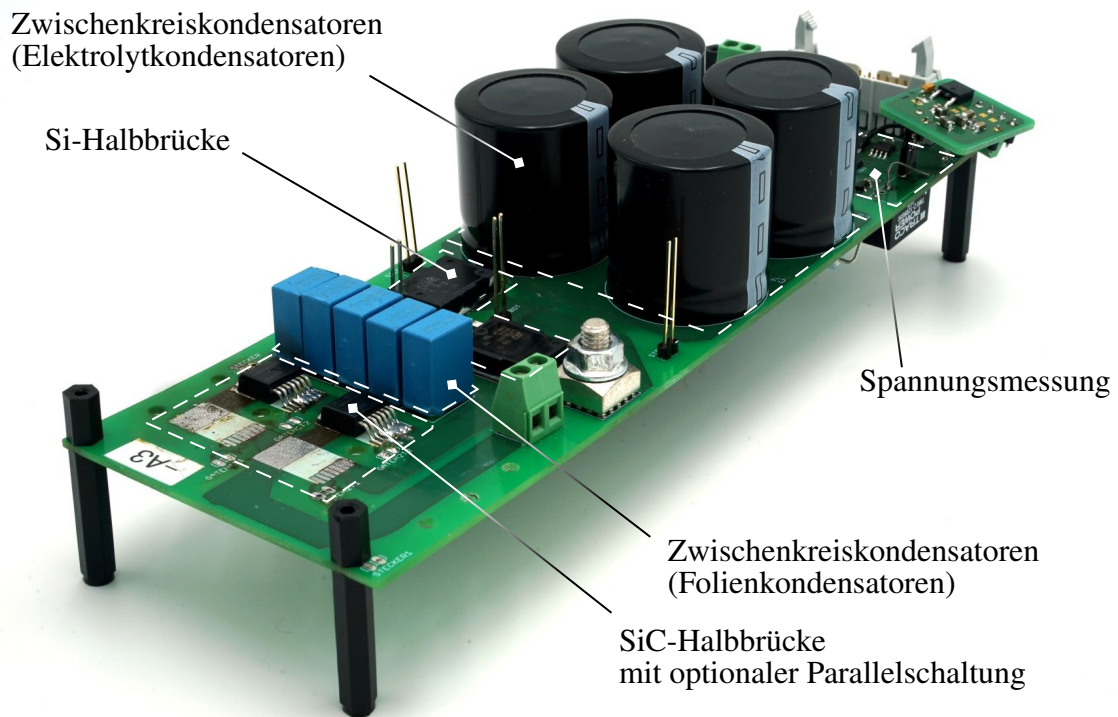


Abbildung 7.8: PFC-Gleichrichter bestehend aus SiC-Halbbrücke mit optionaler Parallelbestückung, Si-Halbbrücke, Zwischenkreis und Messelektronik zur Erfassung der Zwischenkreisspannung (Leiterplattenmaße: 230 mm x 80 mm)

- DC-Zwischenkreis und
- Messsensorik zur Erfassung der Zwischenkreisspannung.

Zur besseren Darstellung sind die Leiterplatten der Treiber separat abgebildet (Abbildung 7.9). Das Design der Treiber erfolgte in Anlehnung an [106].

7.2.1.2 Messsensorik

Für den geregelten Betrieb des PFC-Gleichrichters sind Messungen der folgenden elektrischen Größen nötig:

- Netzspannung (Grundschiwingung 50 Hz)
- Netzstrom (Grundschiwingung 50 Hz)
- Ausgangsspannung (DC mit Grundschiwingung 100 Hz)

Die Messung von Netzspannung und -strom ist auf der Filterleiterplatte platziert (Abbildung 7.5), die Messung der Ausgangsspannung auf der PFC-Leiterplatte (Abbildung 7.8). Die Realisierungen werden im Folgenden zusammengefasst dargestellt.

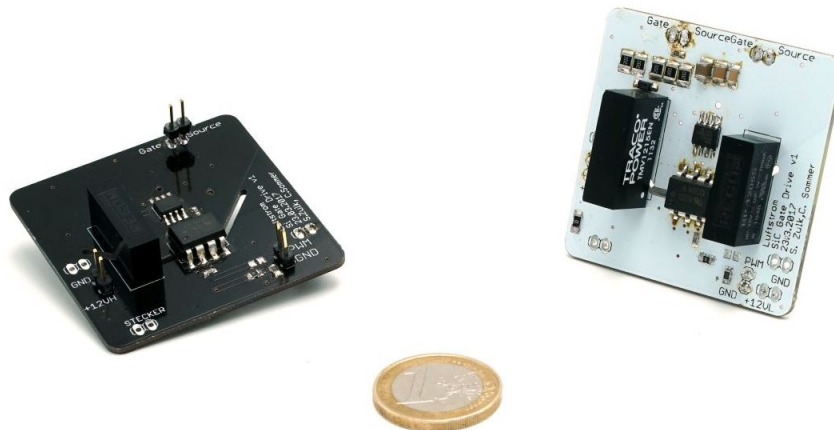


Abbildung 7.9: Treiberleiterplatten zur Ansteuerung eines Si-MOSFETs (links) und eines SiC-MOSFETs (rechts)

Spannungsmessungen

Die Netzspannung und die DC-Ausgangsspannung werden mit vergleichbarer Messtechnik erfasst. Die Spannungen werden mittels Widerstandsnetzwerk heruntergebrochen, eine anschließende Impedanzwandlung mittels Operationsverstärker (LMH6639) stellt einen unbelasteten Spannungsteiler sicher. Die gemessenen Spannungen sind dem Mikrocontroller bereitzustellen, der sich auf einer Steuereinheit befindet. Um die Messsignale sicher durch ein störriches Umfeld zu transportieren, werden diese am Messort digitalisiert (AD7450), galvanisch getrennt (ADUM131e) und als differentielles Signal (ST490ABDR) über ein Leitungspaar eines verdrehten Flachbandkabels geführt. Das Flachbandkabel verbindet den entsprechenden Teil der Leistungseinheit mit der Steuereinheit. Der Mikrocontroller auf der Steuereinheit kommuniziert über SPI mit dem AD-Wandler auf der Leistungseinheit, um den Datenaustausch zu gewährleisten.

Strommessung

Die Strommessung erfolgt mittels eines Hall-Sensors (ACS724), der den gemessenen Strom in eine proportionale Spannung umformt. Die weitere Signalverarbeitung ist identisch zur Spannungsmessung.

7.2.1.3 Steuerelektronik

Die Steuerelektronik (Abbildung 7.10) hat die folgenden hardware-basierten Aufgaben:

- Empfang der digitalen, differentiellen Messsignale (Strom- und Spannungsmessung),
- Multiplexing zur ausgewählten Weitergabe an SPI-Modul des Controllers,

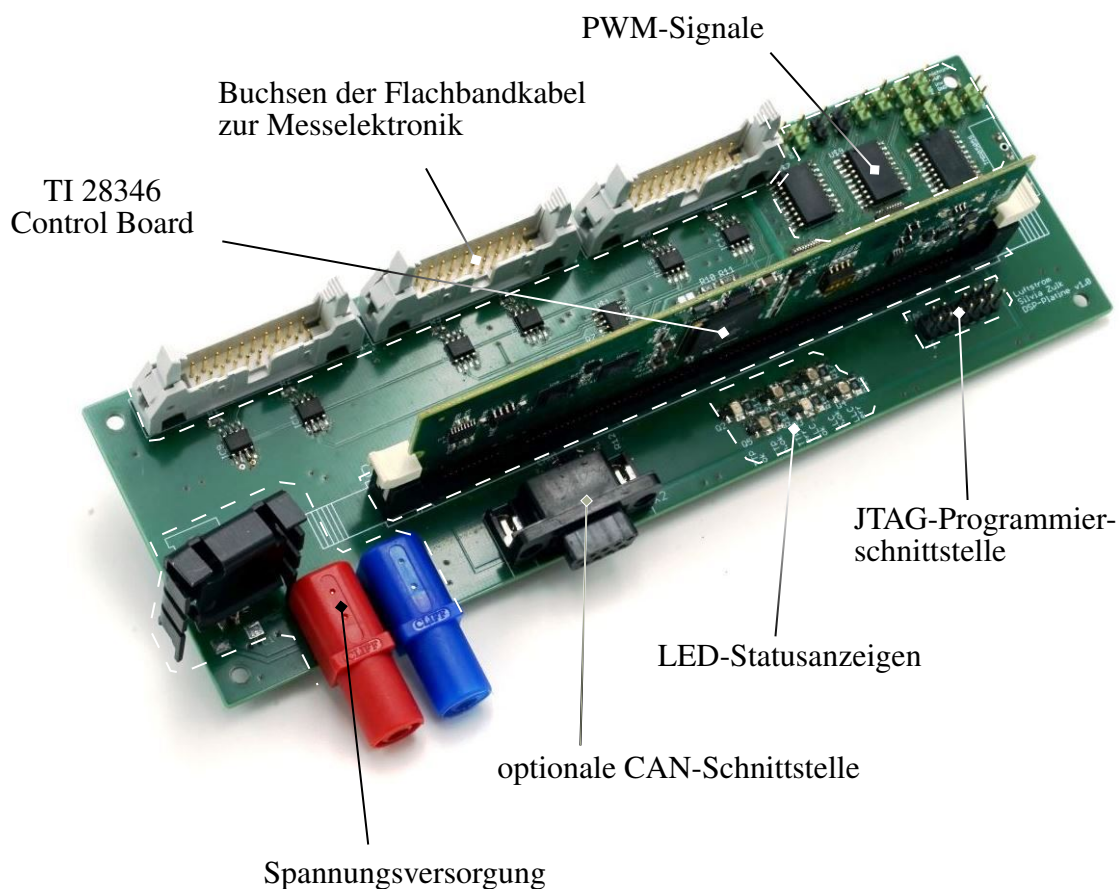


Abbildung 7.10: Steuerelektronik zur Ansteuerung der Halbleiter und Kommunikation mit der Messelektronik auf den anderen Leiterplatten (Leiterplattenmaße: 140 mm x 65 mm)

- galvanisch getrennte Übertragung der PWM-Signale,
- Bereitstellen einer Programmierschnittstelle (JTAG): galvanisch getrennte USB-Verbindung zum PC,
- LEDs zur Statusanzeige (z.B. Fehler).

Das Herzstück der Steuerelektronik stellt ein TMS320C28346 Delfino-Mikrocontroller der C2000er-Reihe von Texas Instruments dar. Der Controller wird in Form eines bei Texas Instruments erhältlichen Control-Boards eingesetzt. Das Control-Board wird auf die Leiterplatte der Steuerelektronik gesteckt. Der Controller setzt die im Folgenden beschriebene Software-Funktionalität um.

7.2.2 Software

Die Programmierung des Controllers erfolgt durch C-Code mittels der Entwicklungsumgebung Code Composer Studio in der Version 7.4.0 von Texas Instruments. Folgende Funktionen wur-

den implementiert:

- Messwertverarbeitung,
- Umsetzung des Regelalgorithmus,
- Generierung der PWM-Signale,
- Freigabe der Last,
- Realisierung softwarebasierter Schutzmechanismen bei Fehlerzuständen (z.B. Überstrom und -spannung),

Die Funktionalität wurde entsprechend Abbildung 7.11 implementiert. Die Aufgaben werden in den Interrupt-Service-Routinen (ISR) Messwertaufnahme und Regler umgesetzt. Während der Ausführung des Hauptprogramms verursachen Interrupt-Service-Requests (ISQ) die Ausführung der Programmteile Messwertaufnahme und Regler durch Aufruf der entsprechenden Interrupt-Service-Routinen.

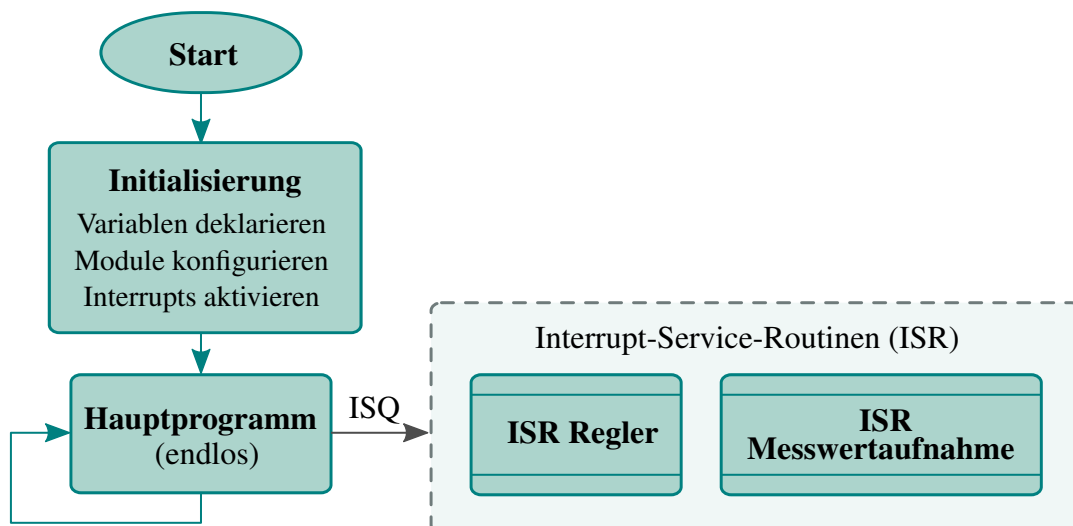


Abbildung 7.11: Programmablaufplan des umgesetzten Quelltextes: Interrupt-Service-Requests (ISQ) im Hauptprogramm verursachen die Ausführung der relevanten Programmteile Regler und Messwertaufnahme durch Aufruf der entsprechenden Interrupt-Service-Routinen (ISR)

7.2.3 Laboraufbau

Im Folgenden werden die weiteren, für einen sicheren Betrieb und zur Messwertaufnahme notwendigen, Geräte und Maßnahmen beschrieben, die zusammen mit den Leiterplatten den Laboraufbau darstellen.

7.2.3.1 Versuchsbox

Die zuvor beschriebenen Komponenten werden in einer Versuchsbox untergebracht (Abbildung 7.12):

1. Netzfilter
2. Boost-Drosseln
3. PFC-Gleichrichter
4. Steuerelektronik

Weiterhin sind die folgenden Komponenten und Funktionalitäten enthalten:

- (a) Netzschütz
- (b) Vorladeschaltung zur Begrenzung des Stromes beim Zuschalten der Netzspannung
- (c) Schnellentladeschaltung
- (d) Steuerung der korrekten Abfolge der drei vorgenannten Funktionen (Siemens LOGO!)
- (e) Lastschütz, gesteuert durch den Controller auf der Steuerelektronik
- (f) 230 V/24 V-Netzteil zur Versorgung der vorgenannten Komponenten
- (g) Leitungsschutzschalter, je für 24 V- und 230 V-Schaltung

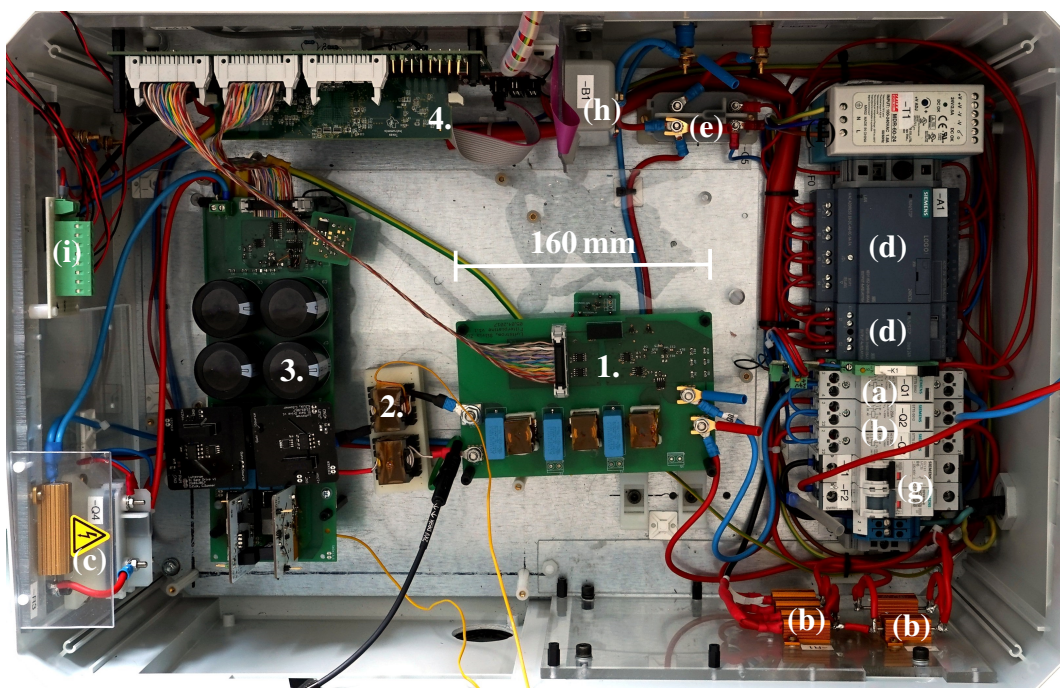


Abbildung 7.12: Die Versuchsbox beinhaltet neben dem PFC-Gleichrichter und der Steuereinheit weiterhin die für einen sicheren Laborbetrieb notwendigen Einrichtungen.

- (h) Messeinrichtung zur analogen Anzeige der Zwischenkreisspannung auf der Versuchsbox (außerhalb)
- (i) 12V-Versorgungsleiste für Gate-Treiber

7.2.3.2 Laborgeräte und externe Messtechnik

Als Spannungsquelle diente ein Stelltransformator, mit dem zu Testzwecken eine in der Amplitude veränderliche sinusförmige Spannung bereitgestellt werden kann.

Als Senke wird die elektronische Last EA-ELR 91000-30 des Herstellers Elektro-Automatik verwendet. Der Betrieb wird mit der Funktion XY-Tabelle (IU-Tabelle) durchgeführt. Dazu werden Stromsollwerte in Abhängigkeit der Spannung vorgegeben. Dies ermöglicht die Definition einer Spannungsgrenze, unterhalb derer kein Laststrom mehr fließen darf. Damit wird realisiert, dass das Öffnen aller Halbleiter ein sicherer Zustand ist, der im Fehlerfall eingenommen werden kann. Unterschreitet die Zwischenkreisspannung die Amplitude der Netzspannung, würde der PFC-Gleichrichter ansonsten als passiver Gleichrichter fungieren.

Außerdem kommt die folgende Messtechnik zum Einsatz:

- Oszilloskop HDO8000 des Herstellers Teledyne LeCroy,
- Spannungs- und Strommessung durch differentielle Tastköpfe, Stromwandler und Rogowskispule,
- Präzisions-Leistungsmessgerät LMG500 des Herstellers ZES Zimmer,
- Wärmebildkamera und
- Thermosensoren (K-Type Thermoelemente).

Der Laboraufbau ist im Anhang in Abbildung A.3 dargestellt.

7.2.4 Herausforderungen im Aufbau und Betrieb des PFC-Gleichrichters

Bei den Versuchen zeigten sich Herausforderungen hinsichtlich der Realisierung der thermischen Anbindung des Si-MOSFET-Gehäuses. Das Durchsteckbauelement der Gehäuseart TO-247 wurde zunächst mit der Kühlfläche auf der Leiterplatte positioniert und über die drei abgewinkelten Anschluss-Pins elektrisch und mechanisch mit der Leiterplatte verbunden. Die thermische Anbindung zwischen Kühlfläche und Leiterplatte wurde mit Wärmeleitpaste unterstützt. Bereits beim Betrieb mit reduzierter Leistung kam es nach etwa 2 s Betriebsdauer zur Zerstörung eines oder beider Si-MOSFETs. Diese Betriebsdauer liegt etwa im Bereich der thermischen Zeitkonstante des Si-MOSFETs. Korrekturversuche der thermischen und mechanischen Anbindung konnten das Problem nicht beheben und es trat reproduzierbar auf. Bei dieser Konfiguration war die thermische Anbindung daher unzureichend, da das Si-MOSFET-Gehäuse mechanisch nicht fest mit der Leiterplatte verbunden war.

Für weitere Tests wurde die Kühlfläche des MOSFETs auf die Leiterplatte gelötet. Auf Grund des eingeschränkten Zugangs zur Kühlfläche des MOSFETs wurde die Wärme von der Unterseite der Leiterplatte eingepreßt. Nach der Bestückung dieser Konfiguration wurde ein Kurzschluss zwischen Drain und Source des Si-MOSFETs festgestellt. Das Bauteil wurde vermutlich in Folge der langandauernden Wärmeeinprägung thermisch zerstört.

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass der manuelle Fertigungsprozess für die gewählte Kühlanordnung ungeeignet ist. Das Herstellen der Anbindung zwischen Kühlfläche und Leiterplatte ist weder reproduzierbar, noch lässt sich die Qualität der Verbindung mit vorhandenen Mitteln testen.

Für eine geeignete Validierung ist für diese Kühlanordnung ein reproduzierbares Ergebnis der Lötverbindung nötig. Mit reproduzierbaren Lötverbindungen können Testmethoden zur Bewertung der Lötverbindung entwickelt werden. Die beschriebene Problematik trifft sowohl für die Si-Halbbrücke, als auch für die SiC-Halbbrücke zu. Zwar wurden die SiC-Halbleiter im Betrieb nicht durch eine ungenügende thermische Anbindung beschädigt, jedoch kann ein thermischer Pfad, der entscheidend von der rechnerischen Annahme abweicht, zu deutlich höheren Sperrschichttemperaturen und damit abweichenden Verlusten führen.

Da kurzfristig keine alternativen Bestückungsmethoden zur Verfügung standen, konnten die Versuche mit Si-MOSFETs nur mit einer sehr kurzen Betriebsdauer (≤ 1 s) durchgeführt werden. Die grundsätzliche Funktionalität der PFC-Schaltung kann bei dieser Betriebsdauer zwar gezeigt werden, jedoch ist eine Beurteilung der Verluste im thermisch eingeschwungenen Zustand, sowie die Überprüfung der thermischen Dimensionierung nicht möglich.

Um die Versuche dennoch durchführen zu können, wurden die Si-MOSFETs durch Si-Dioden mit identischem Rastermaß und geeigneter Pin-Belegung ersetzt [107]. Durch den Einsatz von Dioden ist der Anschluss der Treiber hinfällig. Daher können die Dioden stehend montiert und unter Zuhilfenahme von Gehäusekühlkörpern gekühlt werden. Die thermische Anbindung an die Leiterplatte ist hier nicht nötig.

Die Si-Dioden weisen im Vergleich zu den Si-MOSFETs eine Schwellspannung auf, die zu höheren Durchlassverlusten führt. Zum einen kann der PFC-Gleichrichter in der Ausstattung mit Dioden nicht mit der ursprünglich vorgesehenen Leistung von 2 kW betrieben werden, da die Entwärmung über die Gehäusekühlkörper begrenzt ist. Zum anderen stellt sich auf Grund der erhöhten Verluste ein niedrigerer Wirkungsgrad ein.

Um die Methodik dennoch validieren zu können, werden die Verlust- und Temperaturberechnungen für die Si-Dioden wiederholt und auf den gemessenen Betriebspunkt angepasst.

7.2.5 Validierende Messversuche

Die Messversuche validieren die folgenden Modellierungsbestandteile:

- Funktionalität der PFC-Schaltung (Leistungsfaktor, Regelung der Zwischenkreisspannung),
- Verluste und Wirkungsgrad sowie

- thermische Dimensionierung.

7.2.5.1 Funktionalität der PFC-Schaltung

Die Funktionalität der PFC-Schaltung ist gegeben, wenn der Netzstrom sinusförmig und in Phase zur Netzspannung entnommen wird und sich die mittlere Zwischenkreisspannung auf den Sollwert einstellt.

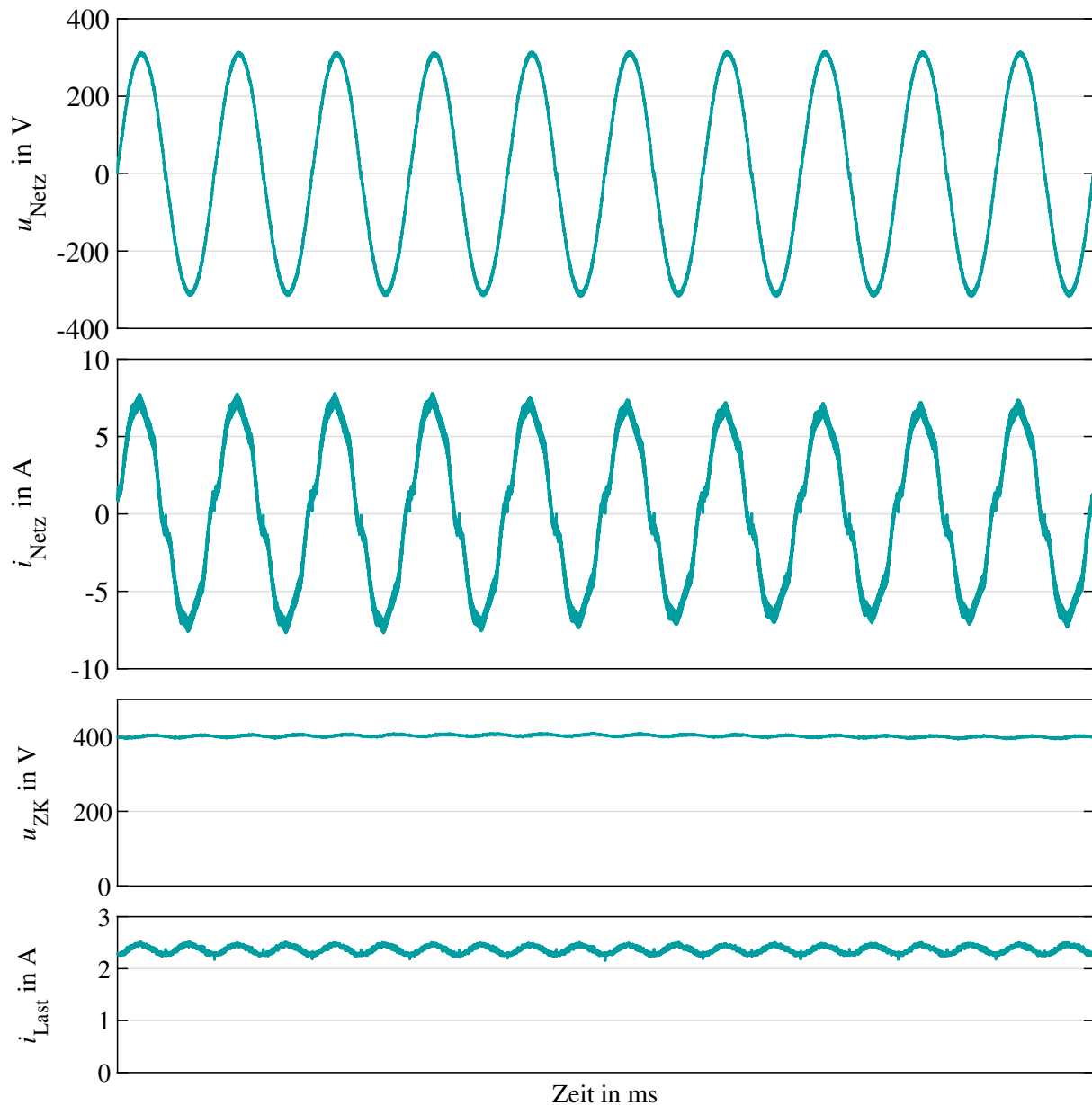


Abbildung 7.13: Gemessene PFC-Gleichrichtergrößen bei einer Ausgangsleistung von 1 kW über zehn Netzperioden: Die Verläufe zeigen einen zur Netzspannung in Phase fließenden Netzstrom. Der Mittelwert der Zwischenkreisspannung weist keine Regelabweichung auf.

Die Abbildung 7.13 zeigt zehn Netzperioden der mit dem Oszilloskop erfassten Messsignale Netzspannung, Netzstrom, die Zwischenkreisspannung und den Laststrom. Es stellt sich ein Leistungsfaktor größer 0,99 ein. Der Mittelwert der Zwischenkreisspannung beträgt 400 V und weist keine Regelabweichung auf. Die erfassten elektrischen Daten sind in Tabelle 7.3 zusammengefasst. Auf Grund des Einsatzes von Si-Dioden anstelle der Si-MOSFETs wurde der PFC-Gleichrichter bei einer reduzierten Leistung von $P_A \approx 1 \text{ kW}$ betrieben.

Tabelle 7.3: Zusammenfassung der gemessenen Größen des PFC-Gleichrichters (kein thermisch eingeschwungener Zustand)

Parameter	Wert	Einheit
Eingangsspannung U_{Netz}	220	V
Eingangsstrom I_{Netz}	4,7	A
Eingangsleistung P_{in}	1030	W
Leistungsfaktor $\cos \phi$	0,99	
Schaltfrequenz f_s	100	kHz
mittlere Zwischenkreisspannung U_{ZK}	400	V
mittlerer Ausgangsstrom i_{Last}	2,5	A
mittlere Ausgangsleistung P_A	996	W
maximale Stromwelligkeit $\Delta i_{L, \text{CCM, pk-pk, max}}$	10,6	A
Umgebungstemperatur T_{Umg}	23	°C

Der Netzstrom weist keine ideale Sinusform auf. Neben der Komponente bei der Netz- und Schaltfrequenz beinhaltet das Spektrum des Stromes insbesondere Anteile bei den ungeradzahigen Vielfachen der Netzfrequenz. Diese Harmonischen könnten durch den Einsatz weiterer resonanter Regler unterdrückt werden, deren Resonanzfrequenz jeweils bei der auftretenden Störfrequenz eingestellt werden.

Eine Beeinträchtigung der Stromqualität entsteht beispielsweise durch ausbleibende Schaltimpulse bei Tastgraden um null sowie durch Totzeiteffekte. Außerdem kann eine Auswirkung durch den Einsatz der elektronischen Last nicht ausgeschlossen werden.

Eine weitere Auffälligkeit in Abbildung 7.13 ist die Welligkeit des Ausgangsstromes. Wäre der PFC-Gleichrichter mit einer passiven Last konstanten Widerstands belastet, wäre eine relative Stromwelligkeit äquivalent zur relativen Spannungswelligkeit im Zwischenkreis zu erwarten. Die in Abbildung 7.13 dargestellte Stromwelligkeit hingegen ist deutlich ausgeprägter. Es ist sehr wahrscheinlich, dass die Ursache in der elektronischen Last zu suchen ist. Wie beschrieben wurde diese zur Sicherheit des Aufbaus auf Basis von spannungsabhängigen Stromwerten geregelt. Diese Sollwertvorgabe eines konstanten Stromes kann in Zusammenhang mit der Welligkeit der Zwischenkreisspannung zu zusätzlichen Schwingungen geführt haben, die vom Regler der elektronischen Last ausgehen.

Der PFC-Gleichrichter wurde bei einer Ausgangsleistung von ca. 1 kW für mehrere Sekunden betrieben. Daher stellen die Messdaten keinen thermisch eingeschwungenen Zustand dar.

Der thermisch eingeschwungene Zustand wird im Abschnitt 7.2.5.2 für einen abweichenden Betriebspunkt untersucht.

Es wurden maximale Spannungsflanken von etwa 40 V/ns während der Schaltvorgänge der SiC-MOSFETs gemessen.

7.2.5.2 Verluste, Wirkungsgrad

In diesem Abschnitt wird der PFC-Gleichrichter hinsichtlich der Verluste, des Wirkungsgrades und der Temperaturen verglichen. Der PFC-Gleichrichter wurde dafür 17 Minuten bei einer Leistung von $P_A \approx 500\text{W}$ betrieben und in den thermisch stationären Zustand gebracht. Die reduzierte Leistung resultiert aus dem Einsatz von Si-Dioden anstelle der Si-MOSFETs. Die gemessenen Größen sind in der Tabelle 7.4 zusammengefasst.

Der im Betriebspunkt gemessene Wirkungsgrad weicht deutlich vom Optimierungsergebnis ab. Folgende Gründe können dafür genannt werden:

- Der relevanteste Aspekt ist der Einsatz von Si-Dioden anstatt der Si-MOSFETs. Auf die Gründe für den Einsatz wurde bereits im Abschnitt 7.2.4 eingegangen. Mehr als ein Drittel der Gesamtverluste sind auf die Dioden zurückzuführen. Der Einsatz der ursprünglich vorgesehenen Si-MOSFETs würde den Wirkungsgrad rechnerisch auf 0,98 erhöhen.
- Weiterhin wurden die SiC-MOSFETs mit größeren Gate-Widerständen betrieben als in der Optimierung angenommen. Es kamen die Widerstände $R_{G,on} = 6,7\Omega$ und $R_{G,off} = 4\Omega$ zum Einsatz anstatt $R_{G,on} = R_{G,off} = 2,5\Omega$. Daher erhöhen sich insbesondere die Einschaltverluste um etwa den Faktor 1,5. Eine Verringerung der Gate-Widerstände führte zu keiner messbaren Verbesserung des Wirkungsgrades.

Tabelle 7.4: Zusammenfassung der gemessenen Größen des PFC-Gleichrichters im thermisch eingeschwungenen Zustand

Parameter	Wert	Einheit
Eingangsspannung U_{Netz}	106	V
Eingangsstrom I_{Netz}	4,9	A
Schaltfrequenz f_s	100	kHz
Stromwelligkeit k	0,76	
Eingangsleistung P_{in}	515	W
Leistungsfaktor $\cos \phi$	0,99	
mittlere Zwischenkreisspannung U_{ZK}	199	V
mittlerer Ausgangsstrom i_{Last}	2,5	A
mittlere Ausgangsleistung P_A	499	W
Wirkungsgrad η	0,969	
Umgebungstemperatur T_{Umg}	23	°C

- Die gemessene Stromwelligkeit in der Boost-Drossel ist etwas höher als im Optimierungsergebnis. Der Grund hierfür kann in der bereits vor der Sättigung vorliegenden Stromabhängigkeit des Induktivitätswertes liegen (Abbildung 7.2).
- Ein geringer Anteil erhöhter Verluste kann dadurch begründet sein, dass die Komponenten nicht die vorgesehene Temperatur erreicht haben. So sinken die Schaltverluste der SiC-MOSFETs mit steigender Temperatur und die Drosseln weisen die geringsten Kernverluste bei der in der Dimensionierung angesetzten Zieltemperatur auf. Dieser Aspekt würde auch beim Betrieb mit voller Leistung zutreffen, da die Dimensionierung für eine Umgebungstemperatur von 50 °C erfolgte, im Labor jedoch eine Raumtemperatur von 23 °C herrschte.
- Der Zwischenkreis verfügt über eine Betriebsentladung, um die Zwischenkreisspannung innerhalb von drei Minuten nach Abschalten auf unter 50 V zu reduzieren. Die Betriebsentladung führt zu zusätzlichen Verlusten, die im Optimierungsergebnis nicht enthalten sind.

Zum Vergleich der Berechnungsmethodik mit den Messergebnissen werden die Berechnungen der Verluste für den gemessenen Betriebspunkt hinsichtlich Spannungen, Strömen, Temperaturen und Stromwelligkeit angepasst.

Der Vergleich zwischen Berechnung und Messung kann mit den gemessenen Daten lediglich für die gesamten Verluste des PFC-Gleichrichters vorgenommen werden. Diese Systemuntersuchung ist daher nicht geeignet Einzelkomponenten zu validieren. Eine Plausibilisierung der Modellierung ausgewählter Komponenten erfolgt im Abschnitt 7.2.5.3 auf Grundlage der gemessenen Temperaturen.

Die Verluste des PFC-Gleichrichters werden aus der Differenz von Ein- und Ausgangsleistung bestimmt. Die Messergebnisse sind der Modellierung in Tabelle 7.5 gegenübergestellt.

Die Abweichung zwischen Modellierung und Messung wird für die Leistung mittels

$$\Delta P = \frac{P_{\text{Modell}} - P_{\text{Messung}}}{P_{\text{Messung}}} \cdot 100 \% \quad (7.1)$$

bestimmt, wobei P_{Messung} der Ablesewert des Messergebnisses ist. Bei der Abweichung des Wirkungsgrades wird äquivalent vorgegangen.

Die relative Abweichung zwischen der gemessenen und berechneten Verlustleistung beträgt 2 % und ist damit gering. Insbesondere liegt die berechnete Verlustleistung innerhalb der Messabweichung. Folglich ist auch die Abweichung zwischen gemessenem und berechnetem Wirkungsgrad sehr gering.

Messabweichungen

Die für die Messung der Gesamtverluste und des Wirkungsgrades gültige Messabweichung wurde in der Tabelle 7.5 angegeben. Insbesondere bei der Erfassung hoher Wirkungsgrade

Tabelle 7.5: Vergleich der Verluste und des Wirkungsgrades zwischen Berechnung und Messung für den Betriebspunkt entsprechend der Tabelle 7.4.

Komponente	berechnete Verluste in W		
Filterdrossel L_{DM}	0,28		
Summe Netzfilter	1,68		
Boost-Drossel L_{CCM}	0,65		
Summe Boost-Drosseln	1,30		
SiC-MOSFET	3,29		
SiC-Halbbrücke	6,58		
Si-Diode	2,92		
Si-Halbbrücke	5,84		
Zwischenkreiskondensator	0,52		
Betriebsentladung	0,40		
	Berechnung	Messung	Abweichung
Gesamtverluste	16,32 W	16 W \pm 2,3 W	2,0 %
Wirkungsgrad	0,968	0,969 \pm 0,0045	-0,1 %

können die Genauigkeiten von Leistungsmessgeräten kritisch sein, daher wird in diesem Abschnitt die Bestimmung der Fehlergrenzen erläutert.

Die Messabweichungen der Wirkleistungsmessung sind für das Leistungsmessgerät LMG500 in Abhängigkeit der Frequenz gegeben (Tabelle 7.6 [108]).

Der Fehler der Eingangsleistung $e_{P_{in}}$ wurde unter Verwendung der Messgenauigkeit für den Frequenzbereich 45 Hz...65 Hz gebildet. Für die Ausgangsspannung e_{P_A} wurde die Messgenauigkeit der Spalte DC angenommen. Für die Ein- und Ausgangsleistung beträgt der Messbereich 3 kW.

Auf dieser Basis werden die Fehler $e_{P_{in}} = 0,38 \text{ W}$ und $e_{P_A} = 1,96 \text{ W}$ bestimmt.

Der Wirkungsgrad η der Schaltung berechnet sich aus dem Verhältnis von abgegebener und

Tabelle 7.6: Messgenauigkeiten Leistungsmessgerät LMG500 in \pm (% vom Messwert + % vom Messbereich) bei Messung mittels der geräteeigenen Spannungs- und Stromsensoren (10 A...32 A) [108]

DC	45 Hz...65 Hz	65 Hz...3 kHz	100 kHz...500 kHz
0,032 + 0,06	0,015 + 0,01	0,028 + 0,03	$f/100 \text{ kHz} + f/100 \text{ kHz} \cdot 1,1$

zugeführter Leistung (P_A, P_{in}) nach

$$\eta = \frac{P_A}{P_{in}}. \quad (7.2)$$

Die Messabweichung des Wirkungsgrades, in Anlehnung an die Fehlerfortpflanzung in Kapitel 3, lautet

$$e_\eta = \pm \left(\left| \frac{\partial \eta}{\partial P_A} e_{P_A} \right| + \left| \frac{\partial \eta}{\partial P_{in}} e_{P_{in}} \right| \right) = \pm \left(\left| \frac{1}{P_{in}} e_{P_A} \right| + \left| -\frac{P_A}{P_{in}^2} e_{P_{in}} \right| \right). \quad (7.3)$$

7.2.5.3 Thermische Dimensionierung

Aufbauend auf den im vorigen Abschnitt berechneten Verlustleistungen wird ein Vergleich der laut Berechnung zu erwartenden und gemessenen Temperaturen vorgenommen. Der Vergleich der Erwärmung wird für die Komponenten Filterdrosseln, Boost-Drosseln, Si- und SiC-Halbleiter erbracht. Da es sich bei den Temperaturen des Einkörpermodells der Drosseln und der Sperrschichttemperatur der Halbleiter um nicht messbare Größen handelt, ist der Vergleich in diesem Abschnitt als Plausibilisierung und nicht als genaue Validierung zu verstehen.

Die gemessenen Temperaturen der Komponenten wurden mit einer Wärmebildkamera aufgenommen (Abbildung 7.14). Dabei setzt die Wärmebildkamera das Messkreuz an den heißesten Messpunkt innerhalb eines viereckigen Ausschnitts. Die an dieser Position gemessene Temperatur wird jeweils oben links im Bild angezeigt. Diese Temperatur ist die höchste an der Oberfläche der Komponente gemessene Temperatur.

An den Drosseln wurde zusätzlich eine thermische Messung mit Thermoelementen vorgenommen. Das Thermoelement wurde an der Wicklung angebracht.

Weiterhin wurde ein Thermoelement an der Außenseite der äußeren Finne des Kühlkörpers angebracht. Da der Messversuch mit einer geringen Leistung vorgenommen wurde, wird der Kühlkörper thermisch nicht ausgenutzt. Das führt zu einer inhomogenen Erwärmung des Kühlkörpers, wodurch der Rand des Kühlkörpers kaum eine Erwärmung erfährt. Aus diesem Grund wird diese Messung am Kühlkörper nicht ausgewertet.

Die gemessenen Temperaturen an den vier Komponenten sind in der Tabelle 7.7 zusammengefasst.

Filterdrossel

Die thermische Modellierung sagt eine Filterdrosseltemperatur von 38 °C voraus. Die gemessenen Temperaturen liegen unterhalb der Vorhersage. Es ist plausibel, dass die Temperatur an der Oberfläche geringer ist als die Temperatur basierend auf dem Einkörpermodell. Die Ergebnisse legen nahe, dass die Temperaturen der Filterdrosseln auch bei voller Belastung des PFC-Gleichrichters unterhalb der vorgegebenen Temperaturgrenzen bleiben können.

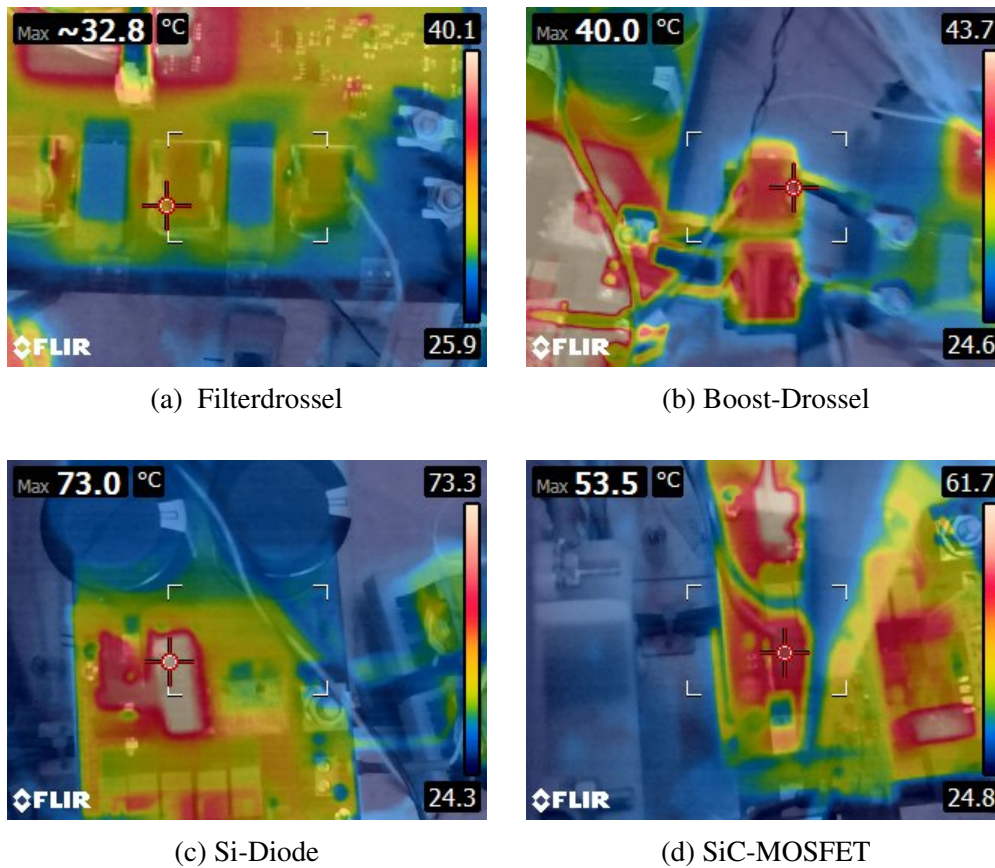


Abbildung 7.14: Mit der Wärmebildkamera erfasste Temperaturen der verschiedenen Komponenten für den Betriebspunkt nach Tabelle 7.4

Boost-Drossel

Die beiden Messungen an der Boost-Drossel weisen eine deutlich größere Temperaturdifferenz zueinander auf. Dies kann einerseits darin begründet sein, dass die Boost-Drossel mehrere Wicklungslagen aufweist und das Thermoelement an der äußeren Wicklungslage angebracht

Tabelle 7.7: Vergleich der Temperaturen zwischen Berechnung und Messung für den Betriebspunkt nach Tabelle 7.4

Komponente	Temperatur in °C		
	Modell	Messung	
		Thermoelement	Wärmebildkamera
Filterdrossel	38	31	33
Boost-Drossel	41	34	40
Si-Diode $T_{J,Si}$	76	-	73
SiC-MOSFET $T_{J,SiC}$	75	-	54

wurde. Daher weist diese Temperatur einen größeren Unterschied zur Kerntemperatur auf. Andererseits kann die thermische Anbindung des Thermoelements schlechter sein als im Falle der Filterdrossel.

Die mit der Wärmebildkamera gemessene Kerntemperatur liegt sehr nahe an der modellierten Temperatur. Es ist denkbar, dass die heißeste Temperatur im Kern die Modellannahme übersteigt. Da in der thermischen Modellierung ein Sicherheitsabstand vorgesehen wurde, ist ein Betrieb unter voller Last ohne „thermal runaway“ plausibel.

Si-Diode

Die Messung der Wärmebildkamera hat die höchste Temperatur am Kühlkörper der Diode erfasst. Die berechnete Temperatur wurde auf Basis eines thermischen Pfades bestehend aus $R_{th,J-C} = 0,25 \text{ K/W}$ und $R_{th,HS-Umg} = 18 \text{ K/W}$ ermittelt. Auf Grund der gemessenen Temperatur ist es naheliegend, dass die tatsächliche Sperrschichttemperatur deutlich oberhalb von 76 °C liegt. Daraus ließe sich schließen, dass die tatsächlichen Verluste größer sind als die Berechnung ergibt oder der thermische Pfad von der Annahme abweicht. Da der thermische Pfad der Diode nicht Bestandteil der für die Systemoptimierung relevanten Modellierung war, wird die Si-Diode nicht weitergehend analysiert.

SiC-MOSFET

Mit der Wärmebildkamera wurde eine Temperatur von 54 °C auf der Oberseite des Gehäuses gemessen. Eine genaue Bewertung dieser Temperatur im Vergleich zur Berechnung ist schwierig, da der thermische Pfad von der Sperrschicht zur Gehäuseoberseite nicht spezifiziert ist. Es wird eingeschätzt, dass der Temperaturunterschied in einer plausiblen Größenordnung liegt.

7.2.5.4 Weitere Verbraucher

Die Leistungsaufnahme der Steuerelektronik beträgt $8,2 \text{ W}$. Die Leistungsaufnahme aller Treiberschaltungen beträgt $1,8 \text{ W}$.

8 Fazit und Ausblick

In dieser Arbeit wurden Modelle zur ganzheitlichen Systemoptimierung eines PFC-Gleichrichters unter Einsatz von Wide-Bandgap-Halbleitern dargelegt. Das Ziel war die Identifizierung volumenoptimierter Designparameter. Die Resultate werden folgendermaßen zusammengefasst:

- Die vorgestellten Modelle weisen eine angemessene Genauigkeit auf, mit der die zu erwartenden Volumina vorhergesagt werden können. Der rechnerische Aufwand ist gering genug, um Vorausberechnungen für einen weiten Bereich von Schaltfrequenz und Stromwelligkeit vorzunehmen.
- Auf Grundlage dieser Modelle konnte das zu erwartende Systemvolumen in Abhängigkeit der Schaltfrequenz und Stromwelligkeit vorhergesagt werden. Es lassen sich Minima des Systemvolumens identifizieren, anhand derer eine geeignete Wahl der Designparameter vorgenommen werden kann.
- Anhand der Ergebnisse lassen sich wesentliche Erkenntnisse über den Einfluss der Komponenten Kühlung, Boost-Drossel und Filter gewinnen.

Die im folgenden zusammengetragenen Erkenntnisse wurden anhand der Optimierungsergebnisse einer konkreten SiC-/Si-MOSFET-Kombination gewonnen. Je nach Einsatz abweichender Halbleiter ändern sich die quantitativen Ergebnisse, qualitativ sind jedoch ähnliche Resultate zu erwarten.

Für natürliche Konvektion bestimmt der Kühlkörper den volumenminimalen Frequenzbereich. Das Volumen des Kühlkörpers nimmt mit steigender Frequenz derart zu, dass die relevante Frequenz im Bereich um 100 kHz liegt. Da bei 150 kHz die Grenzwerte leitungsgebundener Störungen starten, kommt ab dieser Frequenz der Filteraufwand zum Tragen und rückt die volumenoptimale Frequenz unterhalb von 150 kHz.

Die Kombination kleiner Schaltfrequenzen und geringer Stromwelligkeit führen zu hohen Systemvolumen, die stark von den Boost-Drosseln dominiert sind. Im Fall der natürlichen Konvektion ist die Stromwelligkeit daher tendenziell größer zu wählen, in diesem Beispiel größer 0,2. Dies steht im Gegensatz zur Aussage in [25], wonach eine Stromwelligkeit kleiner 0,2 anzustreben sei, um das Filtervolumen zu reduzieren. Die ganzheitliche Modellierung dieser Arbeit zeigt, dass der Ansatz nach [25] für die Minimierung des Systemvolumens nicht zielführend ist.

Die Ergebnisse des Systemvolumens für erzwungene Konvektion unterscheiden sich maßgeblich von denen für natürliche Konvektion. Das Minimum des Systemvolumens tritt bei deutlich

größeren Frequenzen ein. Bei Frequenzen um 500 kHz hat die Stromwelligkeit auf das Systemvolumen einen geringen Einfluss.

Im Fallbeispiel hat sich das Volumen der optimierten Komponenten Kühlsystem, Boost-Drossel und Filter für erzwungene Konvektion im Vergleich zur natürlichen Konvektion um 43 % reduziert. Es ist im Allgemeinen zu erwarten, dass das System mit erzwungener Konvektion auf Grund des besseren Entwärmungsvermögens kleiner ausfällt als ein solches mit natürlicher Konvektion. Allerdings sind auch Anwendungen z.B. anderer Leistung denkbar, wo sich das zusätzliche Volumen des Lüfters negativ gegenüber einer Kühlanordnung ohne Lüfter auswirkt.

Die Ergebnisse dieser Arbeit weisen ähnliche Volumina der optimierten Komponenten Kühlkörper, Filter und Boost-Drosseln wie andere Arbeiten, in denen eine große Leistungsdichte erzielt werden sollte, aus. Die Volumina sind vergleichbar, obwohl in dieser Arbeit auf komplexe Kühlkörperstrukturen und auf für den Bauraum vorteilhafte Technologien von passiven Komponenten verzichtet wurde. Im Vergleich zu beispielhaften Designs, die nicht systematisch auf ein geringes Volumen optimiert wurden, zeigt sich das Potential der Optimierungsmethodik deutlich.

Die unterschiedlichen Komponentenmodelle und das Systemmodell wurden auf verschiedene Arten verifiziert und validiert. Die den Kern der Arbeit bildenden Modelle für die Halbleiterverluste und die Induktivitäten konnten durch Vergleich mit Simulationen in PLECS und GeckoMAGNETICS mit sehr guter Übereinstimmung verifiziert werden. Weiterhin wurde die Gültigkeit der Kühlkörpermodelle sowie der magnetischen Modellierung der Induktivitäten (Reluktanzmodell) durch Messungen gezeigt. Optimierungsbedarf besteht in der Genauigkeit der vorausberechneten Sättigungsströme. Der Vergleich der berechneten Dämpfung des Gekoppeltfilters mit Simulationsergebnissen weist auf eine Gültigkeit der Dimensionierungsmethodik für Schaltfrequenzen bis zu 1 MHz hin. Die vorhandene Messtechnik in Kombination mit dem realisierten Filter eignete sich nicht, um die Dämpfung bis zu diesen Frequenzen zu messen. Sowohl diese Validierung auf Komponentenebene, als auch die normgerechte Prüfung des PFC-Gleichrichters auf leitungsgedundene Störungen sind künftige Aspekte. Die PFC-Funktionalität wurde durch experimentelle Untersuchungen des Gesamtsystems nachgewiesen. Aus dieser Gesamtsystembetrachtung sind prinzipbedingt nur eingeschränkte Aussagen über die Einzelkomponenten möglich, so dass die Verluste der Halbleiter und der Drosseln nicht explizit validiert werden konnten. Für kommende Untersuchungen ist die genauere Untersuchung und Validierung des Wärmepfades vom Halbleiter zum Kühlkörper relevant, die sich in dieser Arbeit hinsichtlich der manuellen Fertigung als Herausforderung gezeigt hat. Ein ggf. verbessertes Modell dieses Wärmepfades kann in die Systemoptimierung einfließen, um danach die Einhaltung aller Komponententemperaturen beim Betrieb mit voller Leistung des PFC-Gleichrichters zu zeigen.

Die folgenden Vorschläge für künftige Untersuchungen und Erweiterungen bilden den weiteren Ausblick der Arbeit.

Die Optimierungsmethodik bietet eine Reihe an Möglichkeiten weitere, grundsätzliche Designentscheidungen zu treffen:

- Kann auf einen Lüfter verzichtet werden und das System stattdessen über natürliche Konvektion gekühlt werden? Das reduziert die Ausfallwahrscheinlichkeit und die Betriebsgeräusche.
- Wie verändert sich das Systemvolumen und der Wirkungsgrad durch den Einsatz der unterschiedlichen Halbleitertechnologien Silizium, Siliziumcarbid und Galliumnitrid?
- Im Fallbeispiel ändert sich das Kühlsystemvolumen bei erzwungener Konvektion nur geringfügig mit zunehmenden Halbleiterverlusten. Die einschränkende Größe das Kühlsystem zu optimieren ist die notwendige Kühlfläche, die durch die Platzierung der Halbleiter vorgegeben ist. Mit kleineren Gehäusebauformen der Halbleiter und einer flächenoptimalen Anordnung der Halbbrücken kann das Bauraumpotential auf Kühl- und Gesamtsystemebene untersucht werden.
- Der thermische Pfad zwischen Halbleiter und Kühlkörper bestimmt die Entwärmung wesentlich mit. Zur Optimierung dieses Pfads kann die Auswirkung verschiedener Aspekte untersucht werden, wie z.B. die Wahl einer geringeren Leiterplattendicke, eines anderen isolierenden Wärmeleitmaterials oder eine optimierte Anordnung thermischer Vias.

Die Methode kann um einige Aspekte erweitert werden, um noch weitere Freiräume zur Optimierung zu erlangen:

- Diese Arbeit behandelt den nichtlückenden Betrieb. Der Einfluss des Lückbetriebs auf das Systemverhalten ist insbesondere unter Berücksichtigung von Interleaving hochinteressant. Sowohl der Lückbetrieb als auch Interleaving sind mit relativ geringem Aufwand implementierbar. Die Kombination dieser beiden Betriebsstrategien ist insbesondere für den Einsatz von WBG-Halbleitern relevant.
- Die Modellgrundlage kann verwendet werden, um eine Optimierung des Systems auf maximalen Wirkungsgrad oder mit Gewichtung von Volumen und Wirkungsgrad durchzuführen.
- Die Kühlsystemanordnung kann nur für die Wide-Bandgap-Halbbrücke vorgesehen werden. Dies reduziert die notwendige Fläche der Kühlkörperbodenplatte und ist insbesondere im Falle der erzwungenen Konvektion vielversprechend. Die Silizium-Halbbrücke wird mittels gehäusespezifischen aufsteckbaren Kühlkörpern durch natürliche Konvektion gekühlt.
- In der Arbeit wurde die Wärmespreizung zwischen Halbleitern und Kühlkörper vernachlässigt. Durch die Implementierung der Wärmespreizung kann die Auswirkung auf das Systemvolumen untersucht werden.

Andere denkbare Anwendungen mit relativ geringem Aufwand in der Umsetzung sind

- dreiphasige Gleichrichter und
- PV-Wechselrichter.

Die vorgestellte Methode ist auf einen Leistungsbereich von ca. 500 W bis 10 kW anwendbar. Um die Methodik auf leistungselektronische Systeme geringerer Leistungen im Bereich einiger 100 W sinnvoll anwenden zu können, ist die thermische Modellierung auf Kühlung durch natürliche Konvektion ohne explizite Kühlkörper anzupassen. Zur Modellierung von Systemen größerer Leistungen im Bereich ab mehrerer 10 kW ist die Luftkühlung durch eine Wasserkühlung zu ergänzen.

In dieser Arbeit wurden einige Herausforderungen identifiziert, deren Bewältigung das Design entscheidend verbessern können:

- Bei der Validierung der Modelle wurden fertigungsbedingte Herausforderung in der thermischen Anbindung zwischen den Leistungshalbleitern und den Leiterplatten identifiziert. Mit der Möglichkeit reproduzierbare Lötverbindungen herzustellen kann die Qualität derer sichergestellt werden. Eine zuverlässige thermische Anbindung ist Grundvoraussetzung um den PFC-Gleichrichter unter Volllast zu validieren.
- Beim Kommutierungskreis ist ein noch stärkerer Fokus auf ein niederinduktives Design nötig.

Der Zwischenkreiskondensator und der Gleichtakfilter wurden in der Optimierung nicht berücksichtigt. Auch diese Komponenten sind ausschlaggebend für den Bauraum, können mit den Methoden dieser Arbeit jedoch nicht behandelt werden. Für die Reduktion des Bauraums sind gänzlich andere Funktionalitäten und Modelle zu untersuchen, die für eine weitere Reduktion des Systemvolumens interessant wären.

A Appendix

A.1 Kühlkörperdimensionierung - Daten

Im Folgenden sind alle Daten zusammengefasst, die für die Modellierung der natürlichen Konvektion und der erzwungenen Konvektion zugrunde gelegt werden.

A.1.1 Stoffeigenschaften

Stoffeigenschaften unterliegen einer Temperatur- und Druckabhängigkeit. Im Folgenden wird der Umgang mit diesen Abhängigkeiten erläutert.

Kühlmedium Luft

Die Stoffeigenschaften des Kühlmediums Luft (Wärmeleitfähigkeit λ_{Luft} , Dichte ρ_{Luft} , Ausdehnungskoeffizient β , spezifische Wärmekapazität c , dynamische Viskosität $\nu_{\text{Luft,dyn}}$ und kinematische Viskosität $\nu_{\text{Luft,kin}}$) wurden für die maximale Umgebungstemperatur von 50°C gewählt (Tabelle 6.1). Ist die tatsächliche Umgebungstemperatur geringer als 50°C, so überwiegt der Vorteil der geringeren Kühlmitteltemperatur einem eventuellen Nachteil, der durch temperaturbedingt veränderte Stoffeigenschaften entstehen kann. Die maximale Sperrschichttemperatur der Halbleiter wird daher in jedem Fall eingehalten.

Insbesondere bei der natürlichen Konvektion steigt die Kühlmittel- bzw. Lufttemperatur innerhalb des Kühlkanals an. Entsprechend ändern sich die Stoffeigenschaften. Die Temperaturänderung der verschiedenen Stoffeigenschaften unterliegt unterschiedlichen Vorzeichen. Die Beträge der prozentualen Änderung im relevanten Temperaturbereich liegen für alle Stoffeigenschaften im Bereich weniger Prozent.

Den größten Einfluss auf das Entwärmungsvermögen natürlicher Konvektion unter den Stoffeigenschaften hat die Wärmeleitfähigkeit (Gleichungen 3.6, 3.7, 3.9, 3.10). Die Wärmeleitfähigkeit von Luft steigt mit zunehmender Temperatur und verbessert daher das Entwärmungsvermögen.

Die Temperaturerhöhung des Kühlmittels fällt bei erzwungener Konvektion deutlich geringer aus. Die Temperaturabhängigkeit der Stoffeigenschaften ist daher unkritisch.

Alle Stoffeigenschaften von Luft wurden unter Normaldruck (101 kPa \approx 1 bar) angenommen. Einige Stoffeigenschaften von Luft sind druckunabhängig (Wärmeleitfähigkeit, Viskosität). Für Einsatzgebiete mit abweichendem Luftdruck, z.B. in Höhenlagen, ist die Auswirkung der Druckabhängigkeit der Stoffeigenschaften zu prüfen.

Kühlkörpermaterial Aluminium

Für alle Dimensionierungen wird Aluminium als Kühlkörpermaterial verwendet. Die verwendeten Stoffeigenschaften betragen $\lambda_{\text{HS}} = 210 \text{ W}/(\text{mK})$ und $\rho_{\text{HS}} = 2700 \text{ kg}/\text{m}^3$. Die Temperatur- und Druckabhängigkeit der Stoffeigenschaften von Aluminium sind für den vorliegenden Temperaturbereich vernachlässigbar. Es wurde der Emissionsgrad von blankem Aluminium verwendet ($\epsilon_{\text{HS}} = 0,09$).

A.1.2 Natürliche Konvektion

Im Folgenden sind alle Daten zusammengefasst, die für die Modellierung der natürlichen Konvektion zugrunde gelegt werden (Tabelle A.1). Wesentlich für die Volumenoptimierung ist die notwendige Fläche der Kühlkörperbodenplatte, spezifiziert durch die Länge L und Breite b des Kühlkörpers. Die Optimierung für natürliche Konvektion wurde in Anlehnung an den im Kapitel 7 aufgebauten Versuchsaufbau vorgenommen. Entsprechend des Leiterplatten-Layouts wurden die minimalen Maße für L und b ermittelt, so dass der Kühlkörper die Fläche beider Halbbrücken komplett bedeckt.

Tabelle A.1: Geometrischer Parameterraum für die Auslegung von Kühlkörpern für natürliche Konvektion (vgl. Abbildung 6.4)

Parameter	Minimum	Maximum	Einheit
L	70	140	mm
b	55	110	mm
h	10	50	mm
t	1	2	mm
d	3	3	mm

A.1.3 Erzwungene Konvektion

Im Folgenden sind alle Daten zusammengefasst, die für die Modellierung der erzwungenen Konvektion zugrundegelegt werden.

Geometrische Randbedingungen Kühlkörper

Werden die eingesetzten Halbleiter so angeordnet, dass sie eine möglichst geringe Fläche aufspannen, ergeben sich die minimalen Kühlkörperabmaße entsprechend Tabelle A.2. Die Optimierung des Kühlsystemvolumens erfolgt unter Vorgabe einer konstanten Kühlkörperbreite, so dass gleichbleibende Lüfterbreiten und -höhen vorliegen.

Tabelle A.2: Geometrischer Parameterraum für die Auslegung von Kühlkörpern für erzwungene Konvektion (vgl. Abbildung 6.8)

Parameter	Minumum	Maximum	Einheit
L	60	60	mm
b	40	40	mm
h	10	20	mm
t	1	2	mm
s	2		mm
d	3	3	mm

Lüfterdaten

Für die vorgegebene Kühlkörperbreite von 40 mm werden zwei Kühlkörper mit einer Breite von je 20 mm vorgesehen. Für die Berechnungen werden die Daten von Axiallüftern des Herstellers Sunon entsprechend Tabelle A.3 verwendet. Der Volumenstrom in Abhängigkeit des Druckabfalls wurde aus den Datenblättern extrahiert.

Tabelle A.3: Daten der betrachteten Lüfter für erzwungene Konvektion

Parameter	MC20080V1	MC20100V1	Einheit
Spannung	5	5	V
Leistungsaufnahme	0,68	1,05	W
Breite/Höhe	20	20	mm
Tiefe	8	10	mm

Lüfterdaten - Validierung

Die Validierung des Modells zur erzwungenen Konvektion wurde mit Lüftern durchgeführt, deren Spezifikation in der Tabelle A.4 zusammengefasst sind.

A.2 Dimensionierung magnetischer Komponenten

A.2.1 Daten

Im Folgenden wird die für die Dimensionierung der Induktivitäten verwendete Datenbasis aufgeführt.

Tabelle A.4: Daten der für die Validierung verwendeten Lüftermodelle des Herstellers Delta Electronics

Größe	Modellbezeichnung			Einheit
	AUC0512DB	AFB0512HB	EFB0512HA	
Breite	50,00	50,00	50,00	mm
Höhe	50,00	50,00	50,00	mm
Tiefe	15,00	15,00	10,00	mm
Spannung (DC)	12,00	12,00	12,00	V
Leistung	2,16	1,44	1,20	W
max. Volumenstrom	0,57	0,51	0,32	m ³ /min

Wicklungsmaterialien

Als Wicklungsmaterial wurde HF-Litze aus Kupfer mit den Einzeldrahtdurchmessern 0,1 mm (AWG 38), 0,07 mm (AWG 41), 0,05 mm (AWG 44) und 0,04 mm (AWG 46) berücksichtigt. Die Anzahl der Einzeldrähte wurde aus der handelsüblichen HF-Litze des Herstellers Rudolf Pack GmbH entnommen.

Kernformen

Es wurden die folgenden PQ-Kerne berücksichtigt: PQ16/11,6, PQ20/16, PQ20/20, PQ26/20, PQ26/25, PQ32/30, PQ35/35, PQ40/40, PQ50/50, PQ78/39 und PQ107/87.

Kernmaterialien

Auf Grund des vorgesehenen Frequenzbereiches von mehreren hundert Kilohertz eignet sich Ferrit als Kernmaterial. Es wurden die für PQ-Kerne des Herstellers TDK EPCOS verfügbaren Materialien N49, N87, N95 und N97 berücksichtigt.

A.2.2 Berechnung der Luftspaltreluktanz

Bestimmung der Querschnittsfläche der Außenschenkel für PQ-Kerne

Der in den Außenschenkeln von PQ-Kernen vorliegende Kernquerschnitt geht nicht aus Datenblättern hervor. Die notwendige Berechnung wird im Folgenden erläutert. Der Querschnitt wird angenähert durch eine Rechteckform mit einem kreisförmigen Ausschnitt (Kreissegment). Die Kernquerschnittsfläche im Außenschenkel des PQ-Kerns lautet

$$A_{\text{ausßen}} = A_{\text{Rechteck}} - A_{\text{Segment}} \quad (\text{A.1})$$

mit dem rechteckigen Anteil A_{Rechteck} und der Fläche des Kreissegments A_{Segment} . Entsprechend der Abbildung A.1 a und b berechnet sich der rechteckige Anteil zu

$$A_{\text{Rechteck}} = l_{\text{Kern}} \cdot w_{\text{ausßen}} \cdot \quad (\text{A.2})$$

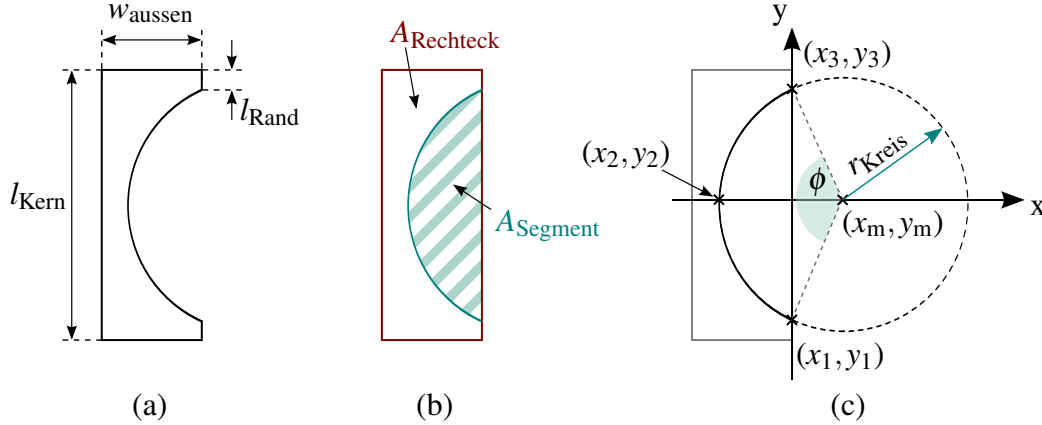


Abbildung A.1: Querschnitt eines Außenschenkels des PQ-Kerns: (a) Abmaße, (b) Zusammensetzung des Außenschenkelquerschnitts, (c) Koordinatensystem zur Bestimmung des Kreisradius des dem Kreissegment (A_{Segment}) zugrunde liegenden Kreises

Zur Berechnungen der Fläche des Kreissegments ist der Radius des zugrundeliegenden Kreises zu ermitteln. Der Kreis gehe näherungsweise durch die drei Koordinaten (x_1, y_1) , (x_2, y_2) und (x_3, y_3) (Abbildung A.1 c). Drei auf einem Kreis liegende Punkte definieren diesen eindeutig. Für einen Kreis mit dem Radius r_{Kreis} und dem Mittelpunkt (x_m, y_m) mit den auf dem Kreis befindlichen Koordinaten (x, y) gilt

$$r_{\text{Kreis}}^2 = (x - x_m)^2 + (y - y_m)^2. \quad (\text{A.3})$$

Nach Auflösen der Klammern und Umstellen führt die Substitution $A = x_m^2 + y_m^2 - r_{\text{Kreis}}^2$, $B = 2x_m$ und $C = 2y_m$ zu

$$A + B(-x) + C(-y) = -(x^2 - y^2). \quad (\text{A.4})$$

Mit den drei vorliegenden Koordinaten (x_1, y_1) , (x_2, y_2) , (x_3, y_3) und der Gleichung (A.4) führt das resultierende lineare Gleichungssystem zu Lösungen für A , B und C . Damit lässt sich der Kreis mit $r_{\text{Kreis}}^2 = x_m^2 + y_m^2 - A$, $x_m = B/2$ und $y_m = C/2$ beschreiben.

Weiterhin wird der zugrundeliegende Öffnungswinkel ϕ des Kreissegments benötigt (Abbildung A.1 c). Für diesen gilt

$$\frac{\phi}{2} = \tan^{-1} \left(\frac{y_3}{x_m} \right). \quad (\text{A.5})$$

Die Kreissegmentfläche errechnet sich zu

$$A_{\text{Segment}} = \frac{r_{\text{Kreis}}^2}{2} (\phi - \sin \phi) \quad (\text{A.6})$$

und in Gleichung (5.11) ist $tb = A_{\text{ausßen}}$ zu setzen.

A.2.3 Berechnung der optimalen Strandanzahl

Der im Entwurfsablauf (Abbildung 5.13) mit „berechne optimale Strandanzahl“ bezeichnete Schritt wurde mittels der Gleichung

$$n_{\text{Strand}} = \frac{4k_{\text{Cu}}A_w}{\pi N d_{\text{Strand}}^2} \quad (\text{A.7})$$

realisiert. Die so ermittelte Anzahl von Strands füllt das unter Berücksichtigung des Kupferfüllfaktors k_{Cu} (Annahme: $k_{\text{Cu}} = 0,4$ [83]) vorliegende Wicklungsfenster vollständig aus, was die Wicklungsverluste minimiert [88].

Der Außendurchmesser der Litze wird den Herstellerangaben entnommen oder mittels der Näherung

$$d_a = 135 \cdot 10^{-6} \left(\frac{N_{\text{Strand}}}{3} \right)^3 \left(\frac{d_{\text{Strand}}}{40 \cdot 10^{-6}} \right)^{0,85} \quad (\text{A.8})$$

berechnet [85].

A.3 Optimierungsergebnisse

A.3.1 Natürliche Konvektion

Der Kühlkörper für die gewählten PFC-Parameter weist entsprechend der Daten in Tabelle A.5 ein Volumen von $0,08 \text{ dm}^3$ auf, was 25 % des Systemvolumens ausmacht.

Tabelle A.5: Daten des Kühlkörpers für Parameterwahl des PFC-Gleichrichters bei natürlicher Konvektion

Größe	Wert	Einheit
Thermischer Widerstand R_{th}	5,42	K/W
Länge L	75	mm
Breite b	60	mm
Höhe h	15	mm
Finnendicke t	1	mm
Bodenplattendicke d	3	mm
Kanalbreite s	6,4	mm
Finnenanzahl n	9	
Kühlkörpervolumen $V_{\text{HS,nat}}$	0,08	dm^3

Die konstruktiven Parameter der Boost-Drossel sind in der Tabelle A.6, die Parameter der Filterdrossel in Tabelle A.7 zusammengefasst.

Tabelle A.6: Konstruktive Parameter der Boost-Drossel im optimierten Arbeitspunkt für natürliche Konvektion. Zur Erzielung der notwendigen Induktivität L_{CCM} wird je eine Drossel im Hin- und Rückleiter des PFC-Gleichrichters eingesetzt.

Größe	Wert	Einheit
Induktivitätswert $L_{CCM}/2$	58	μH
Kern	PQ 26/25	
Material	N95	
Windungszahl	19	
Einzeldrahtanzahl	105	
Einzeldrahtdurchmesser	0,1	mm
Luftspalt	0,68	mm
Verluste P_{V_L}	2,1	W
Volumen V_L	0,0148	dm^3

Tabelle A.7: Konstruktive Parameter der Filterdrosseln im optimierten Arbeitspunkt für natürliche Konvektion. Je Filterstufe wird je eine Filterdrossel im Hin- und Rückleiter eingesetzt.

Größe	Wert	Einheit
Induktivitätswert	9,2	μH
Kern	PQ 16/11,6	
Material	N97	
Windungszahl	8	
Einzeldrahtanzahl	90	
Einzeldrahtdurchmesser	0,1	mm
Luftspalt	0,23	mm
Verluste $P_{V_{LDM}}$	0,68	W
Volumen V_{LDM}	0,0027	dm^3

Gefertigter Kühlkörper für natürliche Konvektion

Der Kühlkörper nach Tabelle A.5 wurde entsprechend der Konstruktionszeichnung in Abbildung A.2 gefertigt. Dafür kam das Material AlMgSi1 zum Einsatz. Zusätzlich zu Bohrungen in der Bodenplatte wurde eine Lasche zur Befestigung des Kühlkörpers vorgesehen. Diese beeinflusst das Entwärmungsvermögen des Kühlkörpers geringfügig.

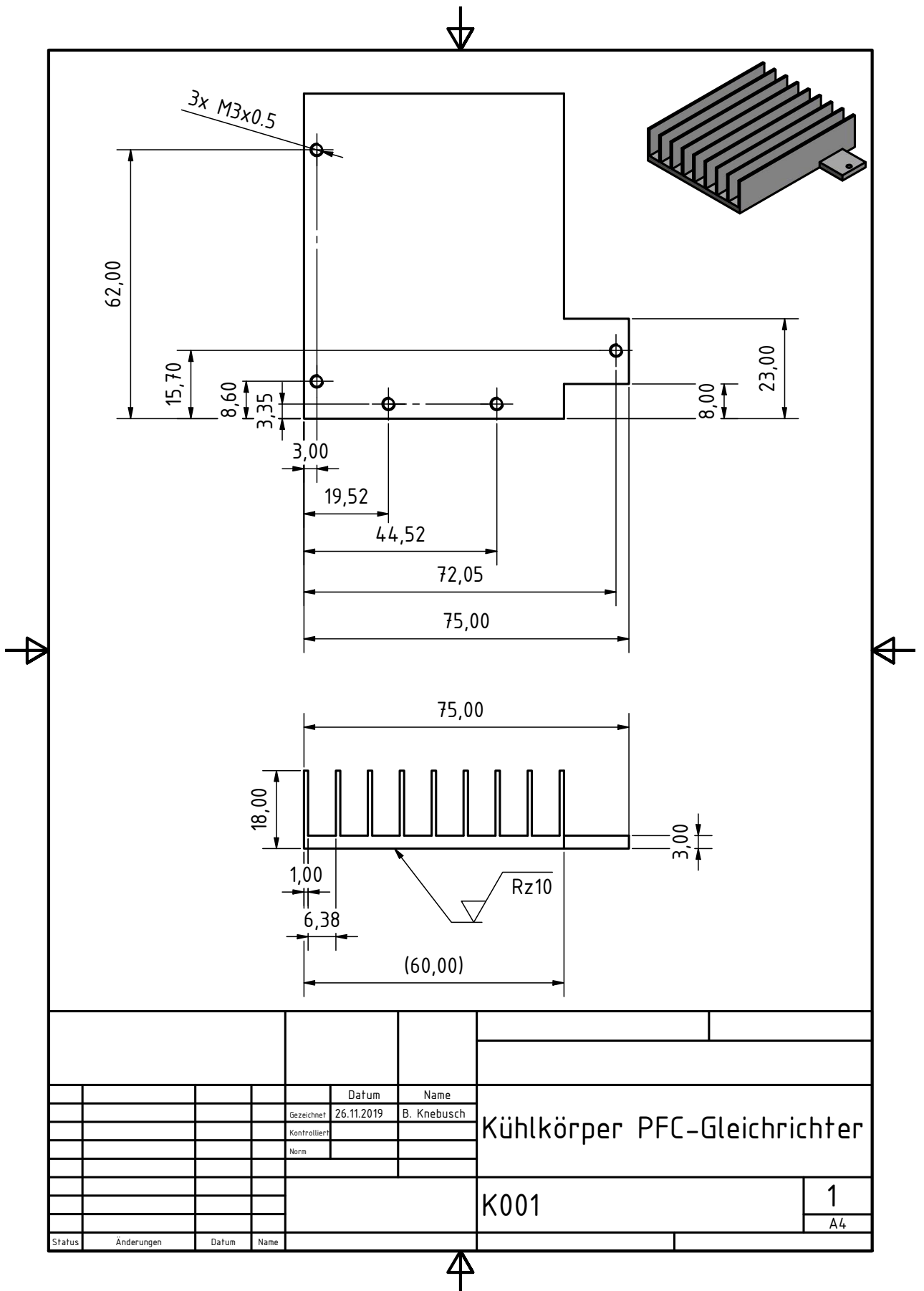


Abbildung A.2: Konstruktionszeichnung des gefertigten Kühlkörpers als Grundlage für die Fertigung

A.3.2 Erzwungene Konvektion

Das Kühlsystem für die gewählten PFC-Parameter weist entsprechend der Daten in Tabelle A.8 ein Volumen von 0,044 dm³ auf, was 17 % des Systemvolumens ausmacht. Es kommen zwei nebeneinander angeordnete Lüfter zum Einsatz. Diese werden über einen Luftschacht mit dem Kühlkörper verbunden. Der Einsatz mehrerer Lüfter für einen Kühlkörper ist ein Mittel zur weiteren Optimierung des Volumens.

Für das optimierte Kühlsystem für erzwungene Konvektion liegt keine Konstruktionszeichnung vor, da dieses System nicht aufgebaut wurde.

Tabelle A.8: Daten des Kühlsystems für Parameterwahl des PFC-Gleichrichters bei erzwungener Konvektion

Größe	Wert	Einheit
Thermischer Widerstand R_{th}	1,3	K/W
Kühlsystemvolumen $V_{HS,erzw}$	0,044	dm ³
<i>Kühlkörper</i>		
Länge L	60	mm
Breite b	40	mm
Höhe h	11	mm
Finnendicke t	1,1	mm
Bodenplattendicke d	3	mm
Kanalbreite s	2,1	mm
Finnenanzahl n	6	
<i>Lüfter</i>	2 x MC20100V1	
Höhe	20	mm
Breite	20	mm
Tiefe	10	mm
<i>Luftschacht</i>		
Länge	15	mm
Breite	40	mm
Höhe am Lüfter	20	mm
Höhe am Kühlkörper	11	mm

Die konstruktiven Parameter der Boost-Drossel sind in der Tabelle A.9 zusammengefasst.

Die konstruktiven Parameter der Filterdrossel sind in Tabelle A.10 zusammengefasst.

Tabelle A.9: Konstruktive Parameter der Boost-Drossel im optimierten Arbeitspunkt für erzwungene Konvektion. Zur Erzielung der notwendigen Induktivität L_{CCM} wird je eine Drossel im Hin- und Rückleiter des PFC-Gleichrichters eingesetzt.

Größe	Wert	Einheit
Induktivitätswert $L_{CCM}/2$	18,1	μH
Kern	PQ 20/16	
Material	N95/N97	
Windungszahl	11	
Einzeldrahtanzahl	315	
Einzeldrahtdurchmesser	0,05	mm
Luftspalt	0,38	mm
Verluste P_{V_L}	1,3	W
Volumen V_L	0,012	dm^3

Tabelle A.10: Konstruktive Parameter der Filterdrosseln im optimierten Arbeitspunkt für erzwungene Konvektion. Je Filterstufe wird je eine Filterdrossel im Hin- und Rückleiter eingesetzt.

Größe	Wert	Einheit
Induktivität	5,8	μH
Kern	PQ 16/11,6	
Material	N97	
Windungszahl	8	
Einzeldrahtanzahl	90	
Einzeldrahtdurchmesser	0,1	mm
Luftspalt	0,38	mm
Verluste $P_{V_{LDM}}$	0,68	W
Volumen V_{LDM}	0,0027	dm^3

A.4 Reglerparameter

Die verwendeten Reglerparameter sind in der Tabelle A.11 zusammengefasst. Die Regler werden mit einer Frequenz von 10 kHz ausgeführt.

Tabelle A.11: Reglerparameter für die Tests am Prüfstand

Regler	P-Anteil	I-Anteil	Einheit
PI-Regler	1,10	0,20	A/V
PR-Regler	0,58	0,15	V/A

A.5 Laboraufbau

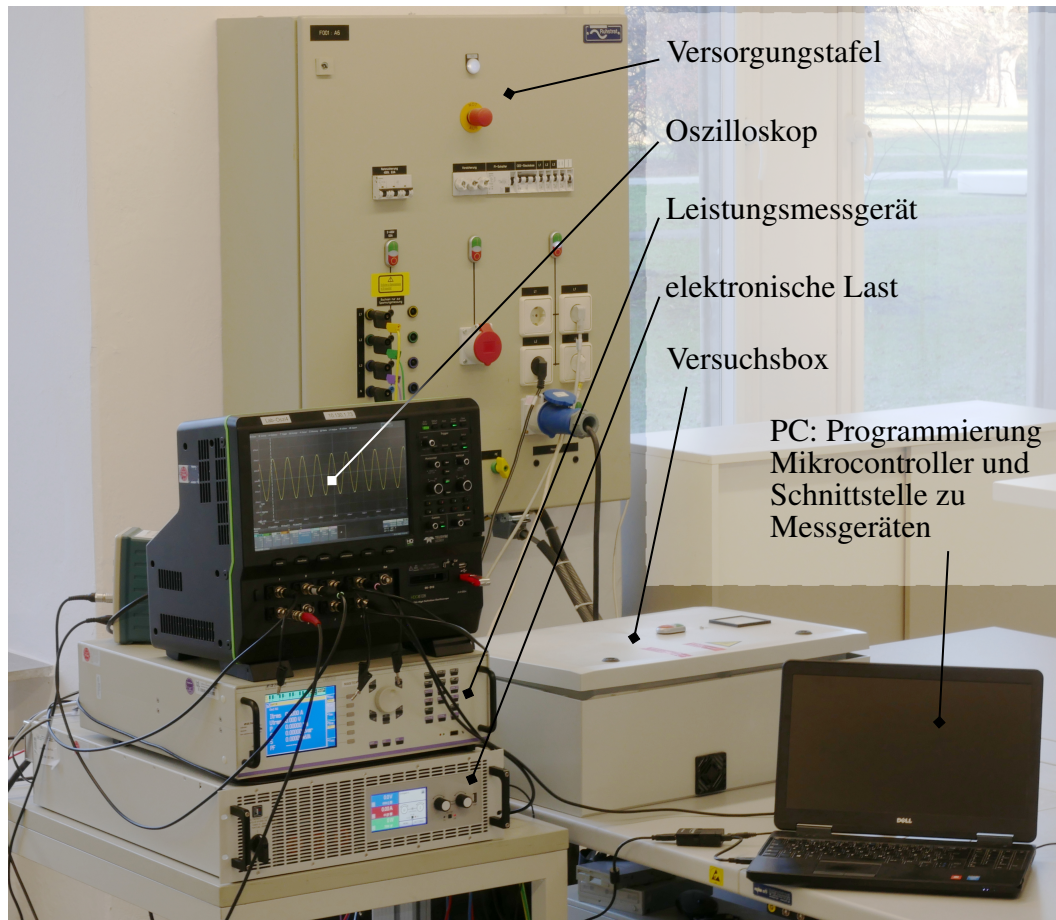


Abbildung A.3: Laboraufbau für validierende Messversuche

Literaturverzeichnis

- [1] MARXGUT, Christoph ; KRISMER, Florian ; BORTIS, Dominik ; KOLAR, Johann W.: Ultraflat Interleaved Triangular Current Mode (TCM) Single-Phase PFC Rectifier. In: *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS* 29 (2014), Nr. 2, S. 873–882
- [2] LIU, Zhengyang ; LEE, Fred C. ; LI, Qiang ; YANG, Yuchen: Design of GaN-Based MHz Totem-Pole PFC Rectifier. In: *IEEE JOURNAL OF EMERGING AND SELECTED TOPICS IN POWER ELECTRONICS* 4 (2016), Nr. 3, S. 799–807
- [3] BADSTUEBNER, U ; MINIBOECK, J ; KOLAR, J. W.: Experimental Verification of the Efficiency / Power-Density ($\eta - \rho$) Pareto Front of Single-Phase Double-Boost and TCM PFC Rectifier Systems. In: *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, IEEE, 2013. – ISBN 9781467343558, S. 1050–1057
- [4] ZHANG, Weimin ; GUO, Ben ; XU, Fan ; CUI, Yutian ; LONG, Yu ; WANG, Fred ; TOLBERT, Leon M. ; BLALOCK, Benjamin J. ; COSTINETT, Daniel J.: Wide Bandgap Power Devices Based High Efficiency Power Converters for Data Center Application. In: *2014 IEEE Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications*, IEEE, 2014. – ISBN 9781479954933
- [5] *Power Factor Correction (PFC) Handbook*. 5. 4 2014
- [6] *Electromagnetic Compatibility (EMC)—Part 3-2: Limits—Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current Less Than or Equal to 16 A per Phase)-Edition 1.2; Edition 1: 1995 Consol-idated With Amendments 1: 1997 and 2: 1998; Replaces 60555-2, IEC 61000-3-2*. 1998
- [7] JANG, Yungtaek ; JOVANOVIĆ, Milan M.: A bridgeless PFC boost rectifier with optimized magnetic utilization. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 24 (2009), Nr. 1, S. 85–93. <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2008.2006054>. – DOI 10.1109/TPEL.2008.2006054. – ISBN 978–1–4244–1873–2
- [8] MÜHLETHALER, Jonas ; DEMURA, Hirofumi ; KOLAR, J. W.: Optimal Design of EMI Filters for Single-Phase Boost PFC Circuits. In: *IECON 2012*, 2012. – ISBN 9781467324212, S. 632–638
- [9] NUSSBAUMER, Thomas ; RAGGL, Klaus ; KOLAR, Johann W.: Design Guidelines for Interleaved Single-Phase Boost PFC Circuits. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 56 (2009), Nr. 7, S. 2559–2573

- [10] RAGGL, Klaus ; NUSSBAUMER, Thomas ; DOERIG, Gregor ; BIELA, Juergen ; KOLAR, Johann W.: Comprehensive Design and Optimization of a High-Power-Density Single-Phase Boost PFC. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 56 (2009), Nr. 7, S. 2574–2587
- [11] BIELA, J ; KOLAR, J W.: Optimal Design of a Compact 99.3 % Efficient Single-Phase PFC Rectifier. In: *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010. – ISBN 9781424447831, S. 1397–1404
- [12] BIELA, J ; HASSLER, D ; MINIB, J ; KOLAR, J W.: Optimal Design of a 5kW/dm³ / 98.3 % Efficient TCM Resonant Transition Single-Phase PFC Rectifier. In: *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA*, 2010. – ISBN 9781424453931, S. 1709–1716
- [13] YE, Yiqing ; ZENG, Jianhong: High Efficiency and High Density Rectifier with GaN HEMT. In: *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, 2016. – ISBN 9781509012107
- [14] PINNE, Julia: *Optimierung von PV-Wechselrichtern im Netzparallelbetrieb mithilfe analytischer Verhaltens- und Verlustleistungsmodelle*, Universität Kassel, Diss., 2015
- [15] GRUBER, Artjom: *Vergleich von Halbleitertechnologien und Schaltungstopologien zur Realisierung von Wechselrichtern für den Einsatz in Photovoltaiksystemen mit 1500 V Systemspannung*, Universität Kassel, Diss., 2017
- [16] BORTIS, Dominik ; NEUMAYR, Dominik ; KOLAR, Johann W.: $\eta\rho$ -Pareto Optimization and Comparative Evaluation of Inverter Concepts considered for the GOOGLE Little Box Challenge. In: *2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)* (2016), Nr. Cm, S. 1–5. <http://dx.doi.org/10.1109/COMPEL.2016.7556767>. – DOI 10.1109/COMPEL.2016.7556767. ISBN 9781509018154
- [17] LUTZ, Josef: *Leistungselektronische Bauelemente*. Springer-Verlag, 2006. – ISBN 978-3-540-28728-5
- [18] WINTRICH, Arendt (Hrsg.) ; NICOLAI, Ulrich (Hrsg.) ; TURSKY, Werner (Hrsg.) ; REIMANN, Tobias (Hrsg.): *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*. SEMIKRON International GmbH : ISLE-Verlag, 2015. – ISBN 978-3-938843-85-7
- [19] LIDOW, Alex ; STRYDOM, Johan ; ROOIJ, Michael D. ; REUSCH, David: *GaN Transistors for Efficient Power Conversion*. John Wiley & Sons, 2014 <http://doi.wiley.com/10.1002/9781118844779>. – ISBN 9781118844779
- [20] SCHRÖDER, Dierk: *Halbleiter-Leistungsbaulemente*. Springer-Verlag, 2006. – ISBN 978-3-540-34206-9
- [21] KAMINSKI, Nando ; HILT, Oliver: SiC and GaN Devices – Competition or Coexistence ? In: *2012 7th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)* Bd. 9, VDE VERLAG GmbH, 2012, S. 1–11

- [22] *SiC Power Devices and Modules, Application Note.* : *SiC Power Devices and Modules, Application Note.* Rohm Semiconductor, 2013. (June)
- [23] YU, E.T. ; SULLIVAN, G.J. ; ASBECK, P.M. ; WANG, C.D. ; QIAO, D. ; LAU, S.S.: Measurement of piezoelectrically induced charge in GaN / AlGaN heterostructure field-effect transistors. In: *Applied Physical Letters* 2794 (1997), Nr. September 1997, S. 10–13
- [24] GAN SYSTEMS INC.: *GN001 Application Guide Design with GaN Enhancement mode HEMT.* 2018
- [25] DROFENIK, U. ; KOLAR, Johann W.: Vergleich , Dimensionierung und Realisierung einphasiger Power Factor Correctors minimalen Realisierungsaufwands. In: *e&i Elektrotechnik und Informationstechnik* 117 (2000), Nr. 5, S. 147–152
- [26] MUSAVI, Fariborz ; EBERLE, Wilson ; DUNFORD, William G.: Efficiency evaluation of single-phase solutions for AC-DC PFC boost converters for plug-in-hybrid electric vehicle battery chargers. In: *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC 2010*, 2010. – ISBN 9781424482191
- [27] HUBER, Laszlo ; JANG, Yungtaek ; JOVANOVIC, Milan M.: Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 23 (2008), Nr. 3, S. 1381–1390
- [28] SINGH, Bhim ; SINGH, Brij N. ; CHANDRA, Ambrish ; AL-HADDAD, Kamal ; PANDEY, Ashish ; KOTHARI, Dwarka P.: A Review of Single-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 50 (2003), Nr. 5, S. 962–981
- [29] XUE, Lingxiao: *GaN-Based High-Efficiency, High-Density, High-Frequency Battery Charger for Plug-in Hybrid Electric Vehicle*, Virginia Polytechnic Institute and State University, Diss., 2015
- [30] *C3M0065090J (SiC-MOSFET), Datenblatt, Rev. B.* : *C3M0065090J (SiC-MOSFET), Datenblatt, Rev. B.* Wolfspeed, Cree, 10 2016
- [31] *STY139N65M5, (Si-MOSFET), Datenblatt, Doc ID 022826.* : *STY139N65M5, (Si-MOSFET), Datenblatt, Doc ID 022826.* 4. STMicroelectronics, 1 2013
- [32] WHITAKER, Bret ; BARKLEY, Adam ; COLE, Zach ; PASSMORE, Brandon ; MCNUTT, Ty ; LOSTETTER, Alexander B.: A high-frequency, high-efficiency silicon carbide based phase-shifted full-bridge converter as a core component for a high-density on-board vehicle battery charging system. In: *IEEE ECCE Asia Downunder*. Melbourne : IEEE, Jun. 2013, S. 1233–1239
- [33] BAR-COHEN, Avram ; IYENGAR, Madhusudan ; KRAUS, Allan D.: Design of Optimum Plate-Fin Natural Convective Heat Sinks. In: *Journal of Electronic Packaging, ASME* 125 (2003), Jun., Nr. 2, S. 208–216

- [34] LEE, Seri: Optimum Design and Selection of Heat Sinks. In: *IEEE Transactions on Components Packaging and Manufacturing Technology Part A* 18 (1995), Nr. 4, S. 812–817. <http://dx.doi.org/10.1109/95.477468>. – DOI 10.1109/95.477468. – ISBN 0-7803-2434-X
- [35] MORISSON, Andrew T.: Optimization of Heat Sink Fin Geometries for Heat Sinks in Natural Convection. In: *IEEE InterSociety Conference on Thermal Phenomena (ITHERM)*. Austin : IEEE, Feb. 1992, S. 145–148
- [36] NARASIMHAN, Susheela ; MAJDALANI, Joseoh: Characterization of Compact Heat Sink Models in Natural Convection. In: *IEEE Transaction on Components and Packaging Technologies* 25 (2002), Mar., Nr. 1, S. 78–86
- [37] BOUKNADEL, Abdelhadi ; RAH, Imane ; OMARI, Hafsa E. ; OMARI, Hamid E.: Comparative Study of fin geometries for heat sinks in natural convection. In: *IEEE International Conference on Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)*. Ouarzazate : IEEE, Oct. 2014, S. 723–728
- [38] SIKKA, Kamal K. ; TORRANCE, Kenneth E. ; SCHOLLER, C. U. ; SALANOVA, P. I.: Heat Sinks with Fluted and Wavy Plate Fins in Natural and Low-Velocity Forced Convection. In: *IEEE Transaction on Components and Packaging* 25 (2002), Jun, Nr. 2, S. 283–292
- [39] GARCIA, Richard ; LIU, Rui ; LEE, Victor: Optimal Design for Natural Convection-Cooled Rectifiers. In: *IEEE 18th International Telecommunications Energy Conference, INTELEC '96*. Boston : IEEE, Oct. 1996, S. 813–822
- [40] KÖNEKE, T. ; MERTENS, A. ; DOMES, D. ; KANSCHAT, P.: Highly efficient 12kVA Inverter with Natural Convection Cooling Using SiC Switches. In: *PCIM Europe, Nuremberg, Germany, 2011*, S. 1189–1194
- [41] WHITAKER, Bret ; BARKLEY, Adam ; COLE, Zach ; PASSMORE, Brandon ; MARTIN, Daniel ; MCNUTT, Ty R. ; LOSTETTER, Alexander B. ; LEE, Jae S. ; SHIOZAKI, Koji: A High-Density, High-Efficiency, Isolated On-Board Vehicle Battery Charger Utilizing Silicon Carbide Power Devices. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 29 (2014), May, Nr. 5, S. 2606–2617
- [42] WHITAKER, Bret ; BARKLEY, Adam ; COLE, Zach ; PASSMORE, Brandon ; MCNUTT, Ty ; LOSTETTER, Alexander B.: High-frequency AC-DC conversion with a silicon carbide power module to achieve high-efficiency and greatly improved power density. In: *IEEE 4th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. Rogers : IEEE, Jul. 2013, S. 1–5
- [43] RABKOWSKI, Jacek ; PEFTITSIS, Dimosthenis ; NEE, Hans-Peter: Design Steps Towards a 40-kVA SiC JFET Inverter with Natural-Convection Cooling and an Efficiency Exceeding 99.5%. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 49 (2013), Jul./Aug., Nr. 4, S. 1589–1598

- [44] KRAUS, A. D. ; BAR-COHEN, A.: *Design and Analysis of Heat Sinks*. John Wiley & Sons, Wiley Series in Thermal Management of Microelectronic and Electronic Systems, 1995
- [45] CHEMIEINGENIEURWESEN GVC (HRSG.), VDI-Gesellschaft V. (Hrsg.): *VDI Wärmeatlas*. 9. Springer-Verlag, 2002. – ISBN 978–3–662–10744–7
- [46] SHABANY, Y.: Radiation Heat Transfer from Plate-Fin Heat Sinks. In: *IEEE SEMI-THERM Symposium*, 2008, S. 132–136
- [47] REA, S. N. ; WEST, S. E.: Thermal Radiation from Finned Heat Sinks. In: *IEEE Transaction on Parts, Hybrids, and Packaging* PHP-12 (1976), June, Nr. 2, S. 115–117
- [48] ELLISON, G. N.: Generalized Computations of the Gray Body Shape Factor for Thermal Radiation from a Rectangular U-Channel. In: *IEEE Transaction on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology* CHMT-2 (1979), June, Nr. 4, S. 517–522
- [49] BAEHR, Hans D.: *Wärme- und Stoffübertragung*. – ISBN 9783642365577
- [50] LEE, Seri ; SONG, Seaho ; AU, Van ; MORAN, Kevin P.: Constriction / spreading resistance model for electronic packaging. In: *ASME/JSME Thermal Engineering Conference* Bd. 4, 1995, S. 199–206
- [51] LEE, S.: Calculating spreading resistance in heat sinks. In: *Electronics Cooling Magazine* (1998), 1, S. 1–7
- [52] ZULK, S. ; MERTENS, A.: Characterization of Dead Time Effects for Common-Mode-Reducing Modulation Methods. In: *2015 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC 2015 - Proceedings*, 2015. – ISBN 9781467376372
- [53] GAMMETER, Christoph ; KRISMER, Florian ; KOLAR, Johann W.: Weight optimization of a cooling system composed of fan and extruded-fin heat sink. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 51 (2015), Nr. 1, S. 509–520. <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.2014.2336977>. – DOI 10.1109/TIA.2014.2336977. – ISBN 9781479903351
- [54] DROFENIK, U. ; LAIMER, G. ; KOLAR, J. W.: Theoretical Converter Power Density Limits for Forced Convection Cooling. In: *Proceedings of the PCIM Europe*. Nuremberg, Jun. 2005, S. 608–619
- [55] DROFENIK, U. ; STUPAR, A. ; KOLAR, J. W.: Analysis of theoretical limits of forced-air cooling using advanced composite materials with high thermal conductivities. In: *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology* 1 (2011), Nr. 4, S. 528–535. <http://dx.doi.org/10.1109/TCPMT.2010.2100730>. – DOI 10.1109/TCPMT.2010.2100730. – ISSN 21563950
- [56] GAMMETER, Christoph: *Multi-Objective Optimization of Power Electronics and Generators of Airborne Wind Turbines*, ETH Zürich, Diss., 2017

- [57] MUZYCHKA, Yuri S.: Generalized models for laminar developing flows in heat sinks and heat exchangers. In: *Heat Transfer Engineering* 34 (2013), Nr. 2-3, S. 178–191. <http://dx.doi.org/10.1080/01457632.2013.703517>. – DOI 10.1080/01457632.2013.703517. – ISSN 01457632
- [58] MOFFAT, Robert J.: Modeling air-cooled heat sinks as heat exchangers. In: *Annual IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium* (2007), S. 200–207. – ISBN 1424409586
- [59] TEERTSTRA, P ; YOVANOVICH, M. M. ; CULHAM, J. R. ; LEMCZYK, T: Analytical Forced Convection Modeling of Plate Fin Heat Sinks. In: *15th IEEE SEMI-THERM Symposium*, 1999, S. 34–41
- [60] MUZYCHKA, Y. S. ; YOVANOVICH, M. M.: Laminar Forced Convection Heat Transfer in the Combined Entry Region of Non-Circular Ducts. In: *Journal of Heat Transfer* 126 (2004), Nr. 1, 54. <http://dx.doi.org/10.1115/1.1643752>. – DOI 10.1115/1.1643752. – ISSN 00221481
- [61] MUZYCHKA, Y. S. ; YOVANOVICH, M. M.: Pressure Drop in Laminar Developing Flow in Noncircular Ducts: A Scaling and Modeling Approach. In: *Journal of Fluids Engineering* 131 (2009), Nr. 11, 111105. <http://dx.doi.org/10.1115/1.4000377>. – DOI 10.1115/1.4000377. – ISSN 00982202
- [62] MÄRZ, M.: *Thermisches Management in der Leistungselektronik: Anwendungs- und Auslegungsbeispiele*. April 2013. – Fraunhofer IISB, ECPE Schulung, Cluster Leistungselektronik
- [63] *Temperaturmanagement bei Leiterplatten, Application Note. : Temperaturmanagement bei Leiterplatten, Application Note. 1.0, Mai 2017*
- [64] *BERGQUIST SIL PAD TSP 3500, Technical Data Sheet. : BERGQUIST SIL PAD TSP 3500, Technical Data Sheet*. BERGQUIST, Henkel, 11 2018
- [65] *Standard Lamellenkühlkörper für thermoelektrische Elemente. : Standard Lamellenkühlkörper für thermoelektrische Elemente*. Fischer Elektronik, 2015
- [66] MÜHL, Thomas: *Einführung in die elektrische Messtechnik*. 4. Aachen : Springer Vieweg, 2014. – ISBN 9783834808998
- [67] EDEN, Klaus ; GEBHARD, Hermann: *Dokumentation in der Mess- und Prüftechnik*. Dortmund : Vieweg+Teubner Verlag, 2011. – ISBN 9783834816009
- [68] RAGGL, K ; NUSSBAUMER, T ; KOLAR, J W.: Model Based Optimization of EMC Input Filters. In: *2008 11th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics*, 2008. – ISBN 9781424425518, S. 2–7
- [69] *IEC International Special Committee on Radio Interference—C.I.S.P.R., Information Technology Equipment—Radio Disturbance Characteristics— Limits and Methods of Measurement—Publication 22*. 1997

- [70] Norm DIN EN 55014-1, *Elektromagnetische Verträglichkeit - Anforderungen an Haushaltsgeräte, Elektrowerkzeuge und ähnliche Elektrogeräte - Teil 1: Störaussendung*. 2016
- [71] Norm DIN EN 55016-1-1, *Anforderungen an Geräte und Einrichtungen sowie Festlegung der Verfahren zur Messung der hochfrequenten Störaussendung (Funkstörungen) und Störfestigkeit - Teil 1-1: Geräte und Einrichtungen zur Messung der hochfrequenten Störaussendung (Funkstörungen) und Störfestigkeit - Messgeräte*. 2015
- [72] NUSSBAUMER, Thomas ; HELDWEIN, Marcelo L. ; KOLAR, Johann W.: Differential Mode Input Filter Design for a Three-Phase Buck-Type PWM Rectifier Based on Modeling of the EMC Test Receiver. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 53 (2006), Nr. 5, S. 1649–1661
- [73] HELDWEIN, Marcelo L. ; KOLAR, Johann W.: Design of minimum volume EMC input filter for an ultra compact three-phase PWM rectifier. In: *9th Brazilian Power Electronic Conference, 2007*
- [74] RAGGL, Klaus ; NUSSBAUMER, Thomas ; KOLAR, Johann W.: Guideline for a Simplified Differential-Mode EMI Filter Design. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57 (2010), Nr. 3, S. 1031–1040
- [75] HELDWEIN, Marcelo L.: *EMC Filtering of three phase pwm converters*, ETH Zürich, Diss., 2008
- [76] M.L. HELDWEIN T NUSSBAUMER ; KOLAR, Johann W.: Common mode modelling and filter design for a three-phase buck-type pulse width modulated rectifier system. In: *IET Power Electronics*, 2010, S. 209–218
- [77] NAGEL, Andreas: *Leitungsgebundene Störungen in der Leistungselektronik: Entstehung, Ausbreitung und Filterung*, RWTH Aachen, Diss., 1999
- [78] MÜSING, A. ; HELDWEIN, M. L. ; FRIEDLI, T. ; KOLAR, J. W.: Steps towards prediction of conducted emission levels of an RB-IGBT indirect matrix converter. In: *Fourth Power Conversion Conference-NAGOYA, PCC-NAGOYA 2007 - Conference Proceedings* (2007), S. 1181–1188. <http://dx.doi.org/10.1109/PCCON.2007.3731115>. – DOI 10.1109/PCCON.2007.3731115. ISBN 142440844X
- [79] ALBACH, M.: *Induktivitäten in der Leistungselektronik*. Springer-Verlag, 2017 (September). – ISBN 978-3-658-15080-8
- [80] *Film Capacitors, EMI Suppression Capacitors (MKP), B32921C/D...B32928C/D, TDK Datenblatt*. 1. EPCOS AG, 6 2018
- [81] SEINSCH, Hans-Otto: *Grundlagen elektrischer Maschinen und Antriebe*. Springer-Verlag. – ISBN 9783519061649
- [82] EPCOS AG: *Ferrites and Accesories, Katalog*. 2013
- [83] WAFFLER, Stefan: *Hochkompakter bidirektionaler DC-DC-Wandler für Hybridfahrzeuge*, ETH Zürich, Diss., 2013

- [84] MÜHLETHALER, Jonas: *Modeling and Multi-Objective Optimization of Inductive Power Components*, ETH Zürich, Diss., 2012. <http://dx.doi.org/10.3929/ETHZ-A-007328104>. – DOI 10.3929/ETHZ-A-007328104. – 223 S
- [85] BIELA, J: *Optimierung des elektromagnetisch integrierten Serien-Parallel-Resonanzkonverters mit eingprägtem Ausgangsstrom*, ETH Zürich, Diss., 2005. <http://dx.doi.org/10.3929/ETHZ-A-005582936>. – DOI 10.3929/ETHZ-A-005582936. – 1–613 S.
- [86] GOODENOUGH, John B.: Summary of losses in magnetic materials. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 38 (2002), Nr. 5 II, S. 3398–3408. <http://dx.doi.org/10.1109/TMAG.2002.802741>. – DOI 10.1109/TMAG.2002.802741. – ISBN 0018–9464
- [87] SULLIVAN, Charles R. ; HARRIS, John H. ; HERBERT, Edward: Core loss predictions for general PWM waveforms from a simplified set of measured data. In: *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC (2010)*, S. 1048–1055. <http://dx.doi.org/10.1109/APEC.2010.5433375>. – DOI 10.1109/APEC.2010.5433375. – ISBN 9781424447824
- [88] SULLIVAN, Charles R. ; SULLIVAN, Charles R.: Optimal choice for number of strands in a litz-wire transformer winding. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 14 (1999), Nr. 2, S. 283–291. <http://dx.doi.org/10.1109/63.750181>. – DOI 10.1109/63.750181. – ISBN 0–7803–3840–5
- [89] ALBACH, M. ; DURBAUM, T. ; BROCKMEYER, A.: Calculating core losses in transformers for arbitrary magnetizing currents a comparison of different approaches. In: *PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference 2 (1996)*, 1463–1468. <http://dx.doi.org/10.1109/PESC.1996.548774>. – DOI 10.1109/PESC.1996.548774. – ISBN 0–7803–3500–7
- [90] LI, Jieli ; ABDALLAH, Tarek ; SULLIVAN, Charles R.: Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms. In: *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)* 4 (2001), Nr. C, S. 2203–2210. <http://dx.doi.org/10.1109/IAS.2001.955931>. – DOI 10.1109/IAS.2001.955931. – ISBN 0–7803–7114–3
- [91] VENKATACHALAM, K ; SULLIVAN, Charles R. ; ABDALLAH, T ; TACCA, H: Accurate Prediction of Ferrite Core Loss with Nonsinusoidal Waveforms. In: *IEEE Workshop on Computers in Power Electronics (2002)*, Nr. June, S. 1–6
- [92] FERREIRA, J A.: Analytical computation of AC resistance of round and rectangular litz wire windings. In: *IEE Proceedings B - Electric Power Applications*, 1992, S. 21–25
- [93] TOURKHANI, F. ; VIAROUGE, P.: Accurate Analytical Model of Winding Losses in Round Litz Wire Windings. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 37 (2001), Nr. 1, S. 538–543
- [94] BOSSCHE, Alex Van D. ; VALCHEV, Vencislav C.: *Inductors and transformers for power electronics*. CRC press, 2005. – ISBN 9781574446791

- [95] FERREIRA, J. A.: *Electromagnetic Modelling of Power Electronic Converters*. 1989. <http://dx.doi.org/10.1007/978-1-4757-2014-3>. <http://dx.doi.org/10.1007/978-1-4757-2014-3>. – ISBN 978-1-4419-5118-2
- [96] MÜHLETHALER, Jonas ; KOLAR, J. W. ; ECKLEBE, A.: Loss Modeling of Inductive Components Employed in Power Electronic Systems. In: *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, 2011. – ISBN 9781612849577
- [97] *Snap-in capacitors, B43644, TDK Datenblatt.* : *Snap-in capacitors, B43644, TDK Datenblatt.* EPCOS AG, 12 2013
- [98] MÜLLER, Jan ; SOMMER, Christian ; MERTENS, Axel: Ver-Ste-SiC : Verbesserte Steuerverfahren und Komponenten für SiC-Wechselrichter mit Hochsetzsteller : Abschlussbericht ; Forschungsvorhaben Nr. 637 III / Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik. Hannover, 2017. – Forschungsbericht
- [99] *2.2 kW, High Efficiency (80 + Titanium) Bridgeless Totem-Pole PFC with SiC, Application Note.* Cree, Inc., 2018
- [100] GAN SYSTEMS INC.: *High Efficiency CCM Bridgeless Totem Pole PFC Design using GaN E-HEMT, Application Note*, 2018. – 1–36 S.
- [101] *Detailed Inverter Specifications, Testing Procedure, and Technical Approach and Testing Application Requirements for the Little Box Challenge.* Google Little Box Challenge, 2015
- [102] KIM, Katherine A. ; LIU, Yu-chen ; CHEN, Ming-cheng ; CHIU, Huang-jen: Opening the Box : Survey of High Power Density Inverter Techniques From the Little Box Challenge. In: *Transactions on Power Electronics and Applications 2* (2017), Nr. 2, S. 131–139
- [103] KOLAR, Johann W.: Google Little-Box Reloaded. In: *CIPS 2018*, 2018
- [104] KOLAR, J.W. AND BIELA, J. AND MINIBÖCK, J.: Exploring the Pareto Front of Multi-Objective Single-Phase PFC Rectifier Design Optimization - 99.2% Efficiency vs. 7kW/dm Power Density. In: *IPEMC*, 2009. – ISBN 1424435579
- [105] *Power Choke Tester DPG10 B-Serie, Beschreibung und technische Daten.* : *Power Choke Tester DPG10 B-Serie, Beschreibung und technische Daten.* ed-k, Planegg, Deutschland, 2 2019
- [106] CREE, Inc.: *SiC MOSFET Isolated Gate Driver , Application Note*, 2015. – 1–6 S.
- [107] *DSO45-12A (Si-Diode), Datenblatt.* : *DSO45-12A (Si-Diode), Datenblatt.* IXYS Cooperation, 2009
- [108] *LMG 500, Mehrkanal Leistungsmessgerät, Benutzerhandbuch.* : *LMG 500, Mehrkanal Leistungsmessgerät, Benutzerhandbuch*, 02 2009
- [109] ZULK, Silvia ; MERTENS, Axel: Multiphysics Optimization of Air-Cooled PFC Rectifiers with Wide Bandgap Devices. In: *EPE 2019 ECCE Europe, 2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications*

- [110] ZULK, Silvia ; MERTENS, Axel: Optimization of air-cooled on-board battery chargers for electric vehicles using WBG devices. In: *PCIM Europe 2019, International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent MOtion, Renewable Energy and Energy Management*
- [111] ZULK, Silvia ; KÖNEKE, Thies ; MERTENS, Axel: Analytical Modeling of Plate Fin Heat Sinks for Natural Convection Cooling in Power Electronics. In: *2016 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC 2016 - Proceedings*
- [112] GUSEVA, Anastasia ; HOFFMANN, Maik ; UNGER, Alexander ; ZULK, Silvia ; BALLA, Mohamed ; AMIEN, El ; SARRADJ, Ennes ; KUPNIK, Mario: ULTRASONIC TRANSDUCER CHARACTERIZATION IN AIR BASED ON AN INDIRECT ACOUSTIC RADIATION PRESSURE MEASUREMENT. In: *2015 IEEE International Ultrasonic Symposium Proceedings, 2015.* – ISBN 9781479981823, S. 4–7

Werdegang

Name: Silvia Zulk
Geburtsdatum: 18. Oktober 1988
Geburtsort: Altdöbern

Ausbildung

01/2021 Promotion
Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik
Leibniz Universität Hannover
10/2008 - 04/2014 Studium Elektrotechnik (Diplom)
Brandenburgische Technische Universität Cottbus
08/2001 - 07/2008 Paul-Fahlich-Gymnasium Lübbenau
Allgemeine Hochschulreife

Berufliche Laufbahn

10/2020 - heute Field Application Engineer
Infineon AG, Hannover
05/2019 - 09/2020 Ingenieurin Elektromobilität
energcity AG, Hannover
05/2014 - 04/2019 Wissenschaftliche Mitarbeiterin
Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik
Leibniz Universität Hannover

Veröffentlichungen

2019 EPE (ECCE Europe), Genova: [109]
2019 PCIM, Nürnberg: [110]
2016 VPPC, Hangzhou: [111]
2015 VPPC, Montréal: [52]
2015 IUS, Taipei: [112]