

Julia Pinne

Optimierung von PV-Wechselrichtern
im Netzparallelbetrieb mithilfe analytischer
Verhaltens- und Verlustleistungsmodelle

kassel
university
press

Elektrische Energiesysteme

Band 9

Herausgegeben vom
Kompetenzzentrum für Dezentrale
Elektrische Energieversorgungstechnik

Optimierung von PV-Wechselrichtern im Netzparallelbetrieb mithilfe analytischer Verhaltens- und Verlustleistungsmodelle

Julia Pinne

kassel
university



press

Die vorliegende Arbeit wurde vom Fachbereich Elektrotechnik / Informatik der Universität Kassel als Dissertation zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktors der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.) angenommen.

Erster Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. Peter Zacharias

Zweiter Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Marcus Ziegler

Tag der mündlichen Prüfung

10. Dezember 2014

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek
Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation
in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische
Daten sind im Internet über <http://dnb.d-nb.de> abrufbar

Zugl.: Kassel, Univ., Diss. 2014

ISBN 978-3-86219-924-2 (print)

ISBN 978-3-86219-925-9 (online)

URN: <http://nbn-resolving.de/urn:nbn:de:0002-39257>

© 2015, kassel university press GmbH, Kassel

www.uni-kassel.de/upress

Druck und Verarbeitung: Print Management Logistics Solutions, Kassel

Printed in Germany

„Essentially, all models are wrong, but some are useful.“

George E. P. Box
(1919 – 2013)

Vorwort

Die Fertigstellung meiner Dissertation möchte ich zum Anlass nehmen, nochmals all denjenigen meinen herzlichsten Dank auszusprechen, die mich während der Arbeit an der Dissertation begleitet und auf unterschiedlichste Weise unterstützt haben.

Besonderer Dank gilt an erster Stelle meinem Doktorvater Herrn Prof. Dr. Peter Zacharias, Leiter des Fachgebiets Elektrische Energieversorgungssysteme an der Universität Kassel, für die Betreuung und die Förderung meiner Dissertation. Des Weiteren danke ich Herrn Prof. Dr. Marcus Ziegler für die Übernahme des Korreferates sowie Herrn Prof. Dr. Albert Claudi und Herrn Prof. Dr. Ludwig Brabetz für die Mitwirkung in der Prüfungskommission.

Für die Möglichkeit zur Durchführung dieser Arbeit während meiner Tätigkeit als Entwicklungsingenieurin bei der SMA Solar Technology AG möchte ich meinen ehemaligen Vorgesetzten Matthias Victor, Gerd Bettenwort, Regine Mallwitz, Angelika Löning und Klaus Riggers danken. Letztgenanntem gebührt für die Anregung zu dem Thema und die zahlreichen fachlichen Diskussionen ein besonderer Dank. Ebenso danke ich meinen Kollegen – vor allem Torsten Söderberg, Artjom Gruber, Marek Rylko, Eugen Sawadski, Tomasz Napierala, Manuel Goethe-Rodriguez, Jens Friebe, Thomas Kühn und Ioannis Kompougias – für das angenehme Arbeitsklima und die gute Zusammenarbeit, wodurch die Verwirklichung dieser Arbeit maßgeblich erleichtert wurde.

Ein weiterer Dank gilt den studentischen Mitarbeitern Francis Gnebehi, John Kock, Christoph Puritscher, Tobias Gäde sowie Maher Majdoub, die durch ihre von mir betreuten Abschlussarbeiten bzw. als studentische Hilfskräfte zum Gelingen der Arbeit beigetragen haben.

Einen ganz besonderen Dank möchte ich abschließend meinem Mann Christoph Schmahl und meiner Familie aussprechen, durch deren Rückhalt und stetige Ermutigung es mir möglich war, dieses wichtige Ziel in meinem Lebensweg zu erreichen.

Kassel, im Januar 2015

Julia Pinne

Kurzfassung

Der starke Zuwachs von dezentralen Stromerzeugern aus erneuerbaren Energien hat in den vergangenen Jahren zu einer Zunahme von leistungselektronischen Konvertern in ähnlich großem Umfang geführt. Die Anforderungen an die Konverter werden dabei weiter steigen: Neben der Bereitstellung von netzstützenden Funktionen besteht aufgrund der gesunkenen Einspeisevergütungen die Kostenreduktion bei der gleichzeitigen Erzielung eines hohen Wirkungsgrads sowie geringem Gewicht und Bauvolumens im Mittelpunkt.

Die Erzielung der Forderungen nach geringen Kosten, niedrigem Gewicht und Bauvolumen bei zumindest gleichbleibendem Wirkungsgrad ist dabei eng mit der Wahl der Konverter-Topologie und deren Bauelementen verknüpft. Hierbei stehen dem Entwickler eine Vielzahl von Topologien zur Auswahl, wobei jede dieser Topologien in unterschiedlichsten Konfigurationen realisiert werden kann. Folglich steht der Entwickler einer mehrdimensionalen Optimierungsaufgabe gegenüber, zu deren Lösung ein bestmöglicher Kompromiss zwischen den verschiedenen – sich möglicherweise gegenüberstehenden – Anforderungen gefunden werden muss.

In der Arbeit wird ein *computergestütztes integriertes Design- und Optimierungsverfahren* für leistungselektronische Konverter weiterentwickelt und validiert, welches den Entwickler bei der Lösung ebendieser mehrdimensionalen Optimierungsaufgaben unterstützt. Das Verfahren basiert auf analytischen Verhaltens- und Verlustleistungsmodellen, sodass die Berechnung und der Vergleich einer Vielzahl von Lösungsmöglichkeiten innerhalb kürzester Zeit möglich ist. Bei den betrachteten Konvertern wird der Schwerpunkt auf dreiphasige Photovoltaik-Wechselrichter mit Spannungszwischenkreis und einer Leistung von bis zu 30 kW gelegt.

Im ersten Teil der Arbeit wird die Grundstruktur Verfahrens erläutert und mit anderen aus der Literatur bekannten Methoden verglichen. Darauf aufbauend wird die analytische Verhaltens- und Verlustleistungsmodellierung des Leistungspfadcs dargelegt, wobei letztgenannter die Halbleiter, Drosseln und Zwischenkreiskondensatoren umfasst. Ein besonderes Augenmerk liegt in diesem Zusammenhang auf den Drosseln: Neben der Untersuchung verschiedener Kern- und Wicklungsmaterialien, der Verlustmechanismen und ihrer analytischen Modellierung wird ein Optimierungsverfahren mittels evolutionärer Strategien entwickelt, das eine effektivere Optimierung der Drosseln hinsichtlich des Materialeinsatzes und der Verluste zulässt.

Der Fokus des zweiten Teils der Arbeit liegt auf der Anwendung und Validierung des Verfahrens. Dazu werden optimierte Designs der *Sechspuls*- und der sog. *Bipolar Switched Neutral Point Clamped*-Topologie ermittelt und systematisch miteinander verglichen. Das Wechselrichter-Design mit den geringsten Verlusten bei minimalen Kosten wird schließlich als Demonstrator aufgebaut, anhand dessen gezeigt werden kann, dass die modellierten und gemessenen Verlustleistungen eine gute Übereinstimmung aufweisen. Darüber hinaus wird das Verfahren für Schaltfrequenzen von bis zu 100 kHz mithilfe eines Hochsetzsteller-Aufbaus validiert – auch hier können die gemessenen Verlustleistungen mit einer hohen Genauigkeit modelliert werden.

Abstract

In the last years, energy supply systems worldwide have undergone a decisive change as the spread of photovoltaic and other renewable energies increased. Power electronic converters gained significance to the same extent. The future requirements for those converters will be challenging: Besides the tasks to be solved in terms of the integration of distributed generators into the power grid, there is also a high demand for reducing costs with at least constant efficiency, small weight and size as well as an advancing range of features at the same time.

The criteria addressed above are closely linked to the choice of converter topology and its devices. In this field, the engineer has a high degree of design freedom – there exists a variety of topologies whereas each one can be implemented with an abundance of parameters and device designs. All in all, the engineer faces a multi-dimensional optimization task for the solution of it means to find a trade-off between the different requirements which might oppose each other.

In this thesis, a computer-based integrated design and optimization approach for power electronic converter topologies is further developed and also validated which is based on analytical behavioural and loss models and thus allows comparing a variety of possible solutions in a short computing time. The focus is on three-phase voltage-source inverters for photovoltaic applications up to an output power of 30 kW that are connected to the German public low-voltage grid.

In the first part of the thesis the basic principles of the integrated design and optimization approach are outlined and compared to other methods known from literature. Based on this, the analytic behavioural modelling of the topologies and the loss modelling of the power stage is illustrated, whereas the latter comprises the semiconductors, chokes and DC-link capacitors. A special attention is paid to the magnetic devices, including the examination of various core and winding materials, the different loss effects and their modelling as well as the development of a two-stage design procedure. In this context an optimization approach based on evolutionary strategies has also been developed which allows finding pareto-optimal choke designs in a more effective way.

The second part of the thesis focuses on the application and validation of the computer-based approach. At that, optimized designs for two three-phase inverter topologies, namely the *six-pulse* and the so-called *Bipolar Switched Neutral-Point Clamped* topology, with a rated power of 17 kW and a switching frequency of 16 kHz are determined. It is shown that a systematic and comprehensive evaluation of different topologies can be carried out with the method at hand. Finally, the best design is build up as a demonstrator and the measured losses are compared with the model results which show a satisfying correlation. Above this, the method is also validated for switching frequencies up to 100 kHz by a boost-converter set-up with Silicon Carbide Semiconductor Devices.

Inhaltsverzeichnis

Formelverzeichnis	XV
Abkürzungsverzeichnis	XXI
1 Einleitung	1
1.1 Überblick	1
1.2 Problemstellung und Zielsetzung der Arbeit	2
1.3 Aufbau der Arbeit	4
1.4 Publikationen	4
2 Design- und Optimierungsverfahren leistungselektronischer Konverter	5
2.1 Computergestützte Modellierung und Simulation	5
2.2 Integriertes Design- und Optimierungsverfahren	7
2.2.1 Vorselektion der Konfigurationen (Schritt 0)	7
2.2.2 Ermittlung der Belastungsdaten (Schritt 1)	9
2.2.3 Design und Verlustberechnung der Bauelemente (Schritt 2)	9
2.2.4 Optimierung und Ergebnisdarstellung (Schritt 3)	9
2.2.5 Rechenzeit	11
2.3 Vergleich mit aus der Literatur bekannten Verfahren	12
3 Verfahren zur Vorselektion der Konfigurationen	13
3.1 Ersatzschaltbild des Sinusfilters	13
3.2 Anforderungen an das Sinusfilter	15
3.3 Erläuterung des Verfahrens zur Vorselektion der Konfigurationen	16
3.3.1 Erster Selektionsschritt	17
3.3.2 Zweiter Selektionsschritt	19
4 Verhaltensmodellierung der Konverter-Topologien	25
4.1 Überblick zu den Topologien	25
4.2 Verhaltensmodellierung	27
4.2.1 Prinzip und Annahmen der Modellierung	27
4.2.2 Verhaltensmodellierung der B6-Topologie	28
5 Verlustleistungsmodellierung der Bauelemente	39
5.1 Drosseln	39
5.1.1 Übersicht zu den eingesetzten Materialien	39
5.1.2 Verlustmechanismen und ihre Berechnung	46
5.1.3 Thermisches Modell	55
5.1.4 Auslegungs- und Verlustberechnungsverfahren	57

5.2	Leistungshalbleiter	65
5.2.1	Übersicht: Halbleiter für den mittleren Leistungsbereich	66
5.2.2	Verlustmechanismen und ihre Berechnung	69
5.2.3	Thermisches Modell	70
5.2.4	Auswahl- und Verlustberechnungsverfahren	71
5.3	Zwischenkreiskondensatoren	74
5.3.1	Aufbau von Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren	75
5.3.2	Dimensionierung	75
5.3.3	Verlustberechnung	77
6	Optimierung und messtechnische Validierung der Wechselrichterstufe	79
6.1	Spezifikation der Wechselrichterstufe	79
6.2	Auslegung und Optimierung der Wechselrichterstufe	80
6.2.1	Bestimmung des Suchraums	80
6.2.2	Ermittlung der Belastungsdaten	81
6.2.3	Design und Verlustberechnung der Bauelemente	81
6.2.4	Durchführung der Optimierung und Optimierungsergebnisse	82
6.3	Validierung der Modellierungsergebnisse	85
6.3.1	Demonstrator und Messaufbau	85
6.3.2	Vergleich von Modellierung und Messung	87
7	Optimierung des Drosseldesigns mithilfe evolutionärer Algorithmen	91
7.1	Beschreibung der Optimierungsaufgabe	91
7.2	Auswahl des Optimierungsverfahrens	92
7.3	Lösung der Optimierungsaufgabe mithilfe Evolutionärer Strategien	96
7.3.1	Allgemeine Evolutionsstrategie	96
7.3.2	Implementierung und Anwendung des Optimierungsverfahrens	98
7.3.3	Fazit	102
8	Validierung des Modellierungsverfahrens für hohe Frequenzen	103
8.1	Prüfling	103
8.2	Validierung der Modellierungsergebnisse	103
8.2.1	Messaufbau	103
8.2.2	Messverfahren	105
8.2.3	Messergebnisse	107
8.3	Verbesserung der Modellierungsgenauigkeit und Fazit	112
9	Zusammenfassung und Ausblick	119
9.1	Zusammenfassung	119
9.2	Weiterführende Arbeiten	121
A	Anhang	123
	Literaturverzeichnis	143

Formelverzeichnis

$a_{Sx,k}$	Aussteuergrad eines Wechselrichters zum Zeitpunkt t_k
$a_{Dxn,k}$	Aussteuergrad der n -ten Diode der Phase x zum Zeitpunkt t_k
$a_{Txn,k}$	Aussteuergrad des n -ten Transistors der Phase x zum Zeitpunkt t_k
\underline{a}	Individuum
A_D	Leiterquerschnitt
A_g	Querschnittsfläche eines Luftspalts
A_K	Kernquerschnittsfläche
A_O	Oberfläche
A_s	Menge der Strategievariablen
A_W	Wickelfenster
\mathbf{A}	Systemmatrix der Zustandsvariablen
b_{Spk}	Breite eines Spulenkörpers
B_{sat}	Sättigungsflussdichte
B_{zul}	zulässige Flussdichte
ΔB	Flussdichteänderung
\mathbf{B}	Eingangsvektor des Zustandsraummodells
$c_{\vartheta i}$	Temperaturkoeffizient eines Kernmaterials i -ter Ordnung
C	Koeffizient der natürlichen Konvektion
C_a	Ausgangskapazität
C_{DS}	Drain-Source-Kapazität
C_e	Eingangskapazität
C_{GD}	Gate-Drain-Kapazität
C_{GS}	Gate-Source-Kapazität
C_{oss}	Ausgangskapazität eines JFETs
C_{xn}	n -te Filterkapazität der Phase x
$C_{x,ges}$	Gesamtfilterkapazität der Phase x
$C_{X,xn}$	n -te Filterkapazität der Entstörklasse X und der Phase x
$C_{Y,n}$	n -te Filterkapazität der Entstörklasse Y
$C_{ZWK,q}$	Kapazität der q -ten Zwischenkreishälfte
\mathbf{C}	Ausgangsvektor des Zustandsraummodells; Kovarianzmatrix
d_{iso}	Isolationsdurchmesser
d_W	Windungsdicke
d_{WW}	Abstand von zwei Wicklungspaketen
D	Durchmesser
D_{xn}	n -te Diode der Phase x
\mathbf{D}	Durchgangsvektor des Zustandsraummodells
$E_{D,off}$	Ausschaltenergie einer Diode

E_g	Bandlücke
$\underline{E}_{\text{krit}}$	kritische Feldstärke
$E_{T,\text{off}}$	Ausschaltenergie eines Transistors
$E_{T,\text{on}}$	Einschaltenergie eines Transistors
f_A	Abtastfrequenz
f_{krit}	kritische Frequenz
f_{Netz}	Netzfrequenz
f_S	Schaltfrequenz
F_P	Proximity-Effekt-Faktor
$F_{R,n}$	Widerstandsfaktor der Wicklung
F_S	Skin-Effekt-Faktor
\mathbf{F}	Übertragungsfunktionsmatrix
h_α	konvektiver Wärmeübergangskoeffizient
h_ε	radiativer Wärmeübergangskoeffizient
H_c	Koerzitivfeldstärke
H_{krit}	kritisches Übertragungsmaß
H_{LCLC}	Übertragungsmaß des <i>LCLC</i> -Filters
$i_{a,x}$	Ausgangsstrom der Phase x
$\hat{i}_{a,x,n}$	Amplitudenspektrum des Ausgangsstroms der Phase x
i_{Cxn}	Strom durch die n -te Filterkapazität der Phase x
i_{Dxn}	Strom durch die n -te Diode der Phase x
i_F	Diodenvorwärtsstrom
i_{Lxn}	Strom durch die n -te Filterinduktivität der Phase x
$i_{n,x}$	Strom im negativen Pfad des Konverters
$i_{\text{Netz},x}$	Netzstrom der Phase x
$i_{p,x}$	Strom im positiven Pfad des Konverters
i_T	Vorwärtsstrom eines Transistors
i_{Txn}	Strom durch den n -ten Transistor der Phase x
$i_{\text{ZWK},q}$	Strom durch die q -te Zwischenkreishälfte
I	Strom; Suchraum der Individuen
I_a	Nennausgangsstrom
I_{konv}	auf spezifizierte Frequenz umgerechneter Ripplestrom
I_L	Drosselstrom
$\hat{I}_{L,n}$	Amplitude der n -ten Harmonischen des Drosselstromes
I_{Netz}	Netzstrom
I_{OS}	überspannungsseitiger Strom
I_{US}	unterspannungsseitiger Strom
I_{WR}	Wechselrichterstrom
I_0	Nennripplestrom
$\Delta i_{Lx1,\text{max}}$	maximaler Stromripple durch die erste Filterinduktivität
\mathbf{I}	Einheitsmatrix
j	komplexe Zahl
J_L	Drosselstromdichte
k	Steinmetz-Parameter; spezifische Kosten
k_{Cu}	Kupferfüllfaktor
k_{fn}	Frequenzfaktoren für die Berechnung des Ripplestroms I_{konv}

k_S	Sicherheitsfaktor (Verhältnis von B_{zul} zu B_{sat})
$K_{C,ZWK}$	Kosten der Zwischenkreiskondensatoren
K_e	Verstärkung eines resonanten Reglers
K_{HS}	Kosten für den Kühlungsaufwand
K_i	Verstärkung eines integrierenden Reglers
K_L	Kosten der Drosseln
K_M	Verstärkung eines Messglieds
K_p	Verstärkung eines P-Reglers
K_S	Kosten der Halbleiter
l_D	Gesamtdrahtlänge
l_g	Länge eines Einzelluftspalts
$\sum l_g$	Gesamtlänge aller Luftspalte
l_K	magnetische Weglänge des Kernmaterials
l_{Luft}	von Luft umströmte Weglänge
l_W	Windungslänge
L_C	Lebensdauer von Kondensatoren
L_{C0}	Nennlebensdauer von Kondensatoren
L_{CM}	Gleichtakt-Induktivität
L_{xn}	n -te Filterinduktivität der Ausgangsphase x
L_{xN}	Induktivität der Netzimpedanz der Ausgangsphase x
L_x	Außenleiter der Phase x
m	Masse
M_i	Modulationsindex
M	Mittelpunkt
n	Laufindex; Ordnungszahl der Harmonischen
N	Windungszahl
$N_{FFT, \text{smpl}}$	Anzahl der Abtastschritte für die Fourier-Transformation
N_g	Luftspaltanzahl
N_L	Anzahl der Leiter pro Lage
N_{smpl}	Anzahl der Abtastschritte
N_{ϑ}	Iterationsanzahl zur Berechnung des stationären therm. Zustands
\mathcal{N}	Normalverteilung
N	Neutralpunkt
p_K	spezifische Kernverlustleistung
p_W	spezifische Wicklungsverlustleistung
P_a	Wirkanteil der Ausgangsleistung
$P_{D, \text{con}}$	Durchlassverluste einer Diode
$P_{D, \text{off}}$	Ausschaltverluste einer Diode
$P_{D, \text{sw}}$	Schaltverluste einer Diode
P_e	Wirkanteil der Eingangsleistung
$P_{e, \text{Nenn}}$	Wirkanteil der Nenneingangsleistung
P_H	Hystereseverlustleistung
P_K	Kernverlustleistung
P_{NW}	Nachwirkungsverlustleistung
$P_{T, \text{con}}$	Durchlassverluste eines Transistors
$P_{T, \text{off}}$	Ausschaltverluste eines Transistors

$P_{T,on}$	Einschaltverluste eines Transistors
$P_{T,sw}$	Schaltverluste eines Transistors
P_V	Verlustleistung
$P_{V,EU}$	gemäß europäischem Wirkungsgrad gewichtete Verlustleistung
$P_{V,x\%}$	Verlustleistung bei $x\%$ der Nenneingangsleistung
P_W	Wicklungsverlustleistung
P_{WS}	Wirbelstromverlustleistung
P_{ZWK}	Zwischenkreisverlustleistung
q	Laufindex
Q_a	Blindanteil der Ausgangsleistung aller Ausgangsphasen
Q_{Cn}	Blindleistung der n -ten Filterkapazität aller Ausgangsphasen
$Q_{C,x}$	Blindleistung der Filterkondensatoren einer Ausgangsphase x
r_F	differenzieller Widerstand einer Diode
r_i	relativer Stromrippel
r_T	differenzieller Widerstand eines Transistors
$R_{C,xn}$	Reihenwiderstand der n -ten Filterkapazität der Phase x
R_{ESR}	Seriensatzwiderstand
$R_{L,xn}$	Reihenwiderstand der n -ten Filterinduktivität der Phase x
$R_{m,g}$	magnetischer Widerstand des Luftspalts
$R_{m,K}$	magnetischer Widerstand des Kernmaterials
R_{on}	Durchlasswiderstand
$R_{th,OU}$	thermischer Widerstand einer Oberfläche zur Umgebung
$R_{th,\alpha}$	konvektiver thermischer Widerstand
$R_{th,e}$	radiativer thermischer Widerstand
R_W	Wicklungswiderstand
R_{xN}	Widerstand der Netzipedanz der Ausgangsphase x
s	komplexe Variable $s = \sigma + j\omega$
S_a	Ausgangsscheinleistung
$S_{a,x}$	Ausgangsscheinleistung der Phase x
S_{WR}	Scheinleistung hinter dem LCL -Filter
S_{xn}	n -te Schaltzelle der Phase x
t_k	Zeitpunkt des k -ten Abtastschrittes
t_{δ}	Zeitabschnitt der verzerrten WR-Brücken-Ausgangsspannung
T_{xn}	n -ter Transistor der Phase x
T_d	Schaltertotzeit
T_{on}	Einschaltverzögerungszeit
T_{off}	Ausschaltverzögerungszeit
T_S	Schaltperiode
T_V	Zeitkonstante des Verzögerungsglieds
TF	Fertigungstoleranzfaktor von Kondensatoren
$u_{a,x}$	Ausgangsspannung der Phase x
$u_{C,xn}$	Spannung der n -ten Filterkapazität der Phase x
$u_{DM,x}$	Gegentaktanteil der WR-Brücken-Ausgangsspannung
$u_{DM,x,\delta}$	verzerrter Gegenteilanteil der WR-Brücken-Ausgangsspannung
$\hat{u}_{DM,x,\delta,n}$	Harmonische des verzerrten Gegenteilanteils der WR-Brücken-Ausgangsspannung

$u_{L,xn}$	Spannung der n -ten Filterinduktivität der Phase x
u_N	Neutralpunktspannung
$u_{\text{Netz},x}$	Nennnetzspannung der Ausgangsphase x
$u_{\text{Netz},0}$	Netzquellspannung
\hat{u}_{Tot}	Amplitude der Totzeitspannung
$u_{\text{WR},x}$	Wechselrichterspannung der Ausgangsphase x
u_0	Spannung der Nullsequenz
$u_{\text{WR},50,x}$	Grundschwingungsanteil der Wechselrichterspannung der Ausgangsphase x
U_a	Ausgangsspannung
U_B	Betriebsspannung
U_{DC}	Zwischenkreisspannung
U_{DS}	Drain-Source-Spannung
U_e	Eingangsspannung
U_{F0}	Schleusenspannung einer Diode
$U_{\text{Netz},x}$	Nennnetzspannung der Ausgangsphase x
$U_{\text{Norm,dB}\mu\text{V}}$	normativ vorgegebener Spannungspegel
$U_{\text{PWM,dB}\mu\text{V}}$	durch PWM-Taktung erzeugter Störspannungspegel
U_{T0}	Schleusenspannung eines Transistors
U_0	Nennspannung
$v_{\text{D,sat}}$	Sättigungsgeschwindigkeit
V_W	Wicklungsvolumen
w_{Drift}	Länge der Driftzone
W	Energie
x	(Ausgangs-) Phase
\underline{x}	Vektor; Objektvariablenvektor
z	komplexe Variable bei z-Transformation; Zufallszahl
\underline{z}	Zufallsvariablenvektor
Z_{xN}	Netzimpedanz der Ausgangsphase x
α	Steinmetz-Parameter; Temperaturdifferenzfaktor; Rotationswinkel
α_{20}	Temperaturkoeffizient 1. Ordnung
β	Steinmetz-Parameter; Abstrahlungsfaktor
β_{20}	Temperaturkoeffizient 2. Ordnung
γ	Spannungsabhängigkeitsexponent
δ	Eindringtiefe
ε	Emissionsgrad
ε_r	relative dielektrische Konstante
η	Wirkungsgrad, allgemein
η_{EU}	europäischer Wirkungsgrad
η_L	Lagenfüllfaktor
$\eta_{x\%}$	Wirkungsgrad bei $x\%$ der Nennleistung
ϑ	Temperatur, allgemein
ϑ_O	Oberflächentemperatur
ϑ_U	Umgebungstemperatur
λ	Wärmeleitfähigkeit; Anzahl der Nachkommenindividuen
μ	Permeabilität; Anzahl der Elternindividuen

μ_n	Elektronenbeweglichkeit
μ_r	relative Permeabilität
μ_0	Permeabilität des Vakuums
ξ_K	Gewichtungsfunktion der Kosten K
$\xi_{V,EU}$	Gewichtungsfunktion der Verlustleistung $P_{V,EU}$
ρ	spezifischer elektrischer Widerstand; Gruppengröße
ρ_m	Materialdichte
ρ_{20}	spezifischer elektrischer Widerstand bei 20°C
σ	Stefan-Boltzmann-Konstante; Standardabweichung
σ^2	Varianz
ϕ	Normalverteilungsdichte
φ_a	Verschiebungswinkel zwischen Ausgangsspannung und -strom
φ_x	Phasenverschiebungswinkel zwischen zwei Netzphasen
φ_{WR}	Phasenverschiebungswinkel des Ausgangsstromes
ω	Kreisfrequenz
Δ	Verhältnis zwischen Foliendicke und Eindringtiefe
Δu_C	Kondensator-Spannungswelligkeit
$\Delta \vartheta_J$	Temperaturanstieg bei tatsächlichem Rippelstrom
$\Delta \vartheta_{J0}$	Temperaturanstieg bei Nennrippelstrom
Φ	Fitness(funktion)

Weitere Indizes

avg	Mittelwert
AC	Wechselanteil
bp	bipolar
def	definiert
DC	Gleichanteil
ges	Gesamtwert
max	Maximalwert
min	Minimalwert
rms	Effektivwert
up	unipolar

Abkürzungsverzeichnis

2DEG	Zweidimensionales Elektronengas
AC	Alternating Current (Wechselstrom)
B6	Sechspuls-Brückenschaltung
BSNPC	Bipolar Switched Neutral Point Clamped
CCM	Continuous Conducting Mode (nicht lückender Betrieb)
CEC	California Energy Commission
CM	Common Mode (Gleichtakt)
DC	Direct Current (Gleichstrom)
DCB	Direct Copper Bonded
DCM	Discontinuous Conducting Mode (Lückbetrieb)
DM	Differential Mode (Gegentakt)
DUT	Device Under Test (Prüfling)
ES	Evolutionsstrategie
FEM	Finite-Elemente-Methode
GSE	Generalized Steinmetz Equation
HEMT	High Electron Mobility Transistor
HFET	Heterojunction Field-Effect Transistor
HSS	Hochsetzsteller
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
iGSE	improved Generalized Steinmetz Equation
i ² GSE	improved-improved Generalized Steinmetz Equation
JFET	Junction Field-Effect Transistors
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor
MPP	Maximum Power Point
MSE	Modified Steinmetz Equation
NSE	Natural Steinmetz Equation
PCB	Printed Circuit Board (Leiterplatte)

PV	Photovoltaik
PWM	Pulsweitenmodulation
SE	Steinmetz Equation (Steinmetz Gleichung)
WR	Wechselrichter
ZWK	Zwischenkreis

1 Einleitung

1.1 Überblick

In den letzten zwei Jahrzehnten haben sich hierzulande – vorangetrieben durch gesetzliche Maßnahmen wie dem 100.000-Dächer-Programm, dem Erneuerbare-Energien-Gesetz (EEG) oder dem Kraft-Wärme-Kopplungs-Gesetz (KWKG) – die erneuerbaren Energiequellen, wie beispielsweise Photovoltaik, Windenergie oder Biomasse, als fester Bestandteil der Energieversorgung entwickelt. Durch ihren Anteil von 12,6% an der deutschen Endenergiebereitstellung in 2012 (vgl. [BMU 2013]) konnten etwa 141 Mio. Tonnen CO₂-Ausstoß verhindert werden, so dass sie mittlerweile einen nicht mehr zu vernachlässigenden Beitrag zum Klimaschutz leisten. Eine besonders dynamische Entwicklung bei den erneuerbaren Energieträgern hat die Photovoltaik genommen, wodurch Deutschland von 2007 bis 2010 zum größten Photovoltaik-Markt der Welt avancierte und erst 2011 durch Italien abgelöst wurde [Photovoltaik 2012].

Mit der zunehmenden Verbreitung von Photovoltaik- und anderen unabhängigen Erzeugungsanlagen hat allerdings auch ein maßgeblicher Wandel der Energiewirtschaft begonnen, welcher sich auf die Erzeugungsverfahren, die Versorgungsstrukturen als auch die Anzahl und Verhältnisse von Energielieferanten und -konsumenten auswirkt [Schmid 2006]. Insbesondere ist zu erwarten, dass sich aus dem derzeitigen Versorgungsnetz, dessen Lastfluss von den Großkraftwerken abwärts zum Verbraucher gerichtet ist, durch dezentrale Erzeuger geprägte Versorgungsstrukturen entwickeln werden. Infolgedessen besteht die Notwendigkeit, die technischen Anschlussbedingungen anzupassen: So stellt beispielsweise die Richtlinie „Erzeugungsanlagen am Niederspannungsnetz“ (siehe [VDE-AR-N 4105]) seit dem Jahr 2011 neue Anforderungen für den Parallelbetrieb und trägt damit der gestiegenen netz- und systemtechnischen Relevanz dezentraler Erzeugungsanlagen Rechnung. Darüber hinaus nimmt mit der steigenden Anzahl von dezentralen Einspeisern auch die Menge an leistungselektronischen Konvertern zu, welche – wie alle leistungselektronischen Geräte – im Netz Störungen verursachen. Auch hier ist mit weiteren Verschärfungen der Normen, wie beispielsweise der Reglementierung von der derzeit noch bestehenden Normlücke für leitungsgebundene Störaussendungen im Bereich von 2 kHz bis 150 kHz, auszugehen. In beiden Fällen, d.h. bei der Netzintegration als auch bei der Einhaltung der geltenden Normen, kommt den Wechselrichtern als intelligente Schnittstelle zwischen den erneuerbaren Energieträgern und dem Versorgungsnetz eine zentrale Bedeutung zu.

Eine weitere Herausforderung resultiert aus den sinkenden Einspeisevergütungen, die in jüngster Zeit insbesondere für den Strom aus Solarenergie gravierende Einschnitte zu verzeichnen hatten. Um auch künftig Investitionen in die Photovoltaik und somit den Ausbau ihres Anteils an der Energieerzeugung sicherzustellen, ist die Reduzierung der Kosten für PV-Systemtechnik – neben anderen Maßnahmen wie z.B. der Förderung des Eigenverbrauchs – ein wichtiges Ziel. Auch hier rücken die leistungselektronischen Konverter, kurz PV-Wechselrichter, immer stärker in den Vordergrund, da für die PV-Module, die in früheren Jahren den Hauptkostenanteil einer

PV-Anlage ausmachen, seit 2008 ein deutlicher Preisverfall aufgrund des massiven Ausbaus der Produktionskapazitäten zu beobachten ist.

1.2 Problemstellung und Zielsetzung der Arbeit

Die beschriebenen Änderungen im Bereich der Photovoltaik führen zu einer Steigerung der Anforderungen an künftige PV-Wechselrichter. Hierbei ist nicht mehr nur wie in der Vergangenheit ein hoher Wirkungsgrad von Interesse, sondern es besteht zudem die Forderung nach sinkenden Kosten bei gleichzeitiger Bereitstellung von netzstützenden Funktionen und der Gewährleistung der Normkonformität. Weitere Anforderungen an die PV-Wechselrichter sind ein geringes Gewicht und Bauvolumen sowie die Bereitstellung von zusätzlichen Ausstattungsmerkmalen. Abbildung 1.1 verdeutlicht die an PV-Wechselrichter gestellten Anforderungen.

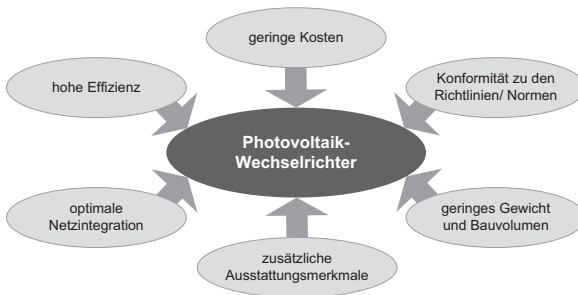


Abbildung 1.1: Anforderungen an Photovoltaik-Wechselrichter

Die Erfüllung der Forderungen nach geringen Kosten, niedrigem Gewicht und Bauvolumen bei zumindest gleichbleibendem Wirkungsgrad ist in erster Linie mit der Wahl einer für die Anwendung geeignetsten Wechselrichter-Topologie und deren Bauelementen verbunden. Die Auswahl wird dadurch erschwert, als dass eine Vielzahl an Topologien zur Verfügung steht, wobei jede Topologie zudem mit unterschiedlichen Nennwerten der passiven Bauelemente und mit einer Vielfalt an Bauelementen ausgeführt werden kann. Darüber hinaus stellt sich die Frage, wie die Betriebsparameter der Topologie, d.h. die Schaltfrequenz und die Modulationsart, gewählt werden müssen, damit die verfügbaren Bauelemente optimal ausgenutzt werden. Entsprechend steht der Entwickler einer mehrdimensionalen Optimierungsaufgabe gegenüber, für deren Lösung es bedeutet, den besten Kompromiss zwischen den verschiedenen, sich möglicherweise gegenüberstehenden Anforderungen zu finden.

Ziel der vorliegenden Arbeit vor diesem Hintergrund ist es, ein computergestütztes Design- und Optimierungswerkzeug für leistungselektronische Konverter weiterzuentwickeln und zu validieren, welches die Berechnung einer Vielzahl von Lösungsalternativen unter Berücksichtigung von mehreren Kriterien erlaubt und damit deren Vergleich im Hinblick auf eine optimale Auslegung ermöglicht. Der Fokus wird hierbei auf die Optimierung von dreiphasigen PV-Wechselrichtern mit Spannungswiderrand (vgl. Abbildung 1.2) für den mittleren Leistungsbereich bis 30 kW und den Anschluss an das deutsche Niederspannungsnetz hinsichtlich ihrer *Kosten* und *Verlustleistung* gelegt. Die Kriterien *Gewicht* und *Bauvolumen* bleiben hingegen unberücksichtigt, da diese indirekt über die Kosten abgebildet werden. Die zu diesem

Zweck eingesetzte Methode basiert auf dem in [Rigbers 2010] dargestellten Ansatz, bei dem das Verhalten der jeweiligen Topologie als auch die Verluste der einzelnen Bauelemente *analytisch* ermittelt werden, was im Gegensatz zu numerischen Methoden zu geringen Rechenzeiten führt.

Neben der Erzielung einer kostengünstigen und effizienten Lösung stellt die Sicherstellung der Konformität zu Normen und Richtlinien – wie eingangs erläutert – einen wichtigen Punkt dar. Diesbezüglich hat die gewählte Sinusfilterstruktur gemeinsam mit der implementierten Regelung einen entscheidenden Einfluss, sodass das Werkzeug zudem die Selektion von geeigneten Filterkonfigurationen umfasst.

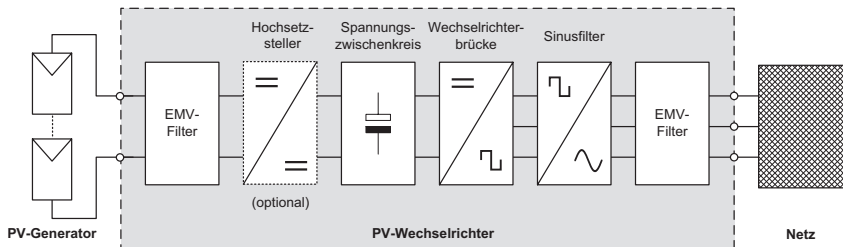


Abbildung 1.2: Blockdiagramm eines PV-Wechselrichters mit Spannungszwischenkreis

Die Möglichkeiten des Werkzeugs werden anhand eines Topologie-Vergleichs für die Wechselrichterstufe eines 17 kW-Gerätes bei einer Schaltfrequenz von 16 kHz demonstriert. Im Mittelpunkt dieses Vergleichs stehen zwei hartschaltende Topologien mit Spannungszwischenkreis, nämlich die *Sechspuls-Brückenschaltung* (B6-Topologie) und die sog. *Bipolar Switched Neutral Point Clamped*-Topologie (BSNPC-Topologie). Die B6-Topologie stellt dabei eine Standard-Topologie für Industrieanwendungen wie den Frequenzumrichter dar, während die BSNPC-Topologie beispielsweise in den Wechselrichter-Produkten der *SMA Solar Technology AG* eingesetzt wird (siehe [Mallwitz et al. 2012]). Gleichwohl ist das Werkzeug auch für die Modellierung und Optimierung anderer hartschaltender Topologien, wie beispielsweise der NPC-, H4- oder H5-Topologie (vgl. [Victor et al. 2006]), geeignet.

In der Leistungselektronik besteht darüber hinaus der Trend, neuartige Halbleiter auf Basis von Siliziumkarbid oder Galliumnitrid einzusetzen, um auf diese Weise die Schaltfrequenzen erhöhen und den Filteraufwand reduzieren zu können. Die Erhöhung der Schaltfrequenz stellt dabei eine Herausforderung für das Werkzeug dar, da unter Umständen getroffene Annahmen und Vereinfachungen für die Modellierung nicht mehr gültig sind. Um die Einsetzbarkeit der Methode für hohe Schaltfrequenzen zu überprüfen, werden eine Validierung des Werkzeugs für Schaltfrequenzen von bis zu 96 kHz anhand eines Hochsetzstellers vorgenommen und Ansatzpunkte zur Verbesserung der Modellierungsgenauigkeit eruiert.

Ein Augenmerk der vorliegenden Arbeit liegt zudem auf den magnetischen Bauelementen, die einen erheblichen Anteil der Kosten als auch des Gewichts und Bauvolumens des Konverters ausmachen. Neben der ausführlichen Erläuterung der verschiedenen, zum Einsatz kommenden Materialien, der Verlustmechanismen und der Modellierung letztgenannter wird ein Optimierungsverfahren mithilfe evolutionärer Algorithmen entworfen, welches eine effiziente Optimierung dieser Komponenten in Bezug auf Materialeinsatz und Verluste erlaubt.

1.3 Aufbau der Arbeit

Im nachfolgenden Kapitel werden zunächst die Grundzüge des weiterentwickelten Design- und Optimierungswerkzeugs erläutert und mit anderen aus der Literatur bekannten Optimierungsverfahren für leistungselektronische Konverter verglichen. Der Struktur des Werkzeugs folgend wird darauf aufbauend in Kapitel 3 und 4 das Verfahren zur Vorselektion der Sinusfilter-Konfigurationen sowie die Vorgehensweise der analytischen Verhaltensmodellierung exemplarisch anhand der B6-Topologie erläutert. Die Verlustleistungsmodellierung der einzelnen für die Leistungsstufe relevanten Bauelemente, d.h. der Drosseln, Halbleiter und Zwischenkreis-Kondensatoren, ist umfassend in Kapitel 5 dargestellt.

Die Anwendung des Werkzeugs wird in Kapitel 6 anhand der Optimierung der B6- und BSNPC-Topologien veranschaulicht, worauf anknüpfend die Validierung des Werkzeugs mithilfe eines messtechnischen Abgleichs erfolgt. Im Anschluss daran wird zudem dargelegt, wie die Drossel-auslegung mithilfe evolutionärer Suchalgorithmen optimiert werden kann. Das Verfahren wird hierbei exemplarisch für die Filterdrossel des zuvor optimierten BSNPC-Designs eingesetzt. In Kapitel 8 wird die Modellierungsmethode darüber hinaus für hohe Schaltfrequenzen validiert, wobei für diesen Zweck ein Hochsetzsteller mit Siliziumkarbid-Halbleitern zum Einsatz kommt.

Den Abschluss der Arbeit bildet Kapitel 9 mit einer Zusammenfassung der Ergebnisse und einem Ausblick auf weiterführende Arbeiten im Zusammenhang mit der Weiterentwicklung des Werkzeugs.

1.4 Publikationen

Im Zusammenhang mit der vorliegenden Arbeit wurden folgende Publikationen veröffentlicht:

- Pinne, Julia; Rigbers, Klaus; Gruber, Artjom; Sawadski, Eugen; Napierala, Tomasz: “Optimization and Comparison of Two Three-Phase Inverter Topologies Using Analytic Behavioural and Loss Models“, In: *Proceedings of Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Raleigh, NC, USA, 15. – 20. September 2012, S. 4396 – 4403.
- Pinne, Julia; Rigbers, Klaus; Gruber, Artjom: “Optimization and Comparative Evaluation of Two-Level and Three-Level Voltage-Source Topologies for Three-Phase Photovoltaic Inverters“, In: *Power Conversion Intelligent Motion Europe (PCIM)*, Nürnberg, DE, 14. – 16. Mai 2013, S. 121 – 128.

2 Design- und Optimierungsverfahren leistungselektronischer Konverter

Computergestützte Simulationen liefern seit einigen Jahren eine wertvolle Unterstützung in vielen Ingenieursdisziplinen und tragen dazu bei, die Entwicklungszeiten von Produkten (Time-To-Market) zu verkürzen. Auch bei der Entwicklung von PV-Wechselrichtern und anderen leistungselektronischen Konvertern sind diese Hilfsmittel nicht mehr wegzudenken.

Nach der VDI-Richtlinie 3633 ist die „Simulation“ als „*das Nachbilden eines Systems mit seinen dynamischen Prozessen in einem experimentierfähigen Modell*“ definiert, „*um Erkenntnisse zu erlangen, die auf die Wirklichkeit übertragbar sind*“ [VDI 1993]. Der entscheidende Vorteil von Computersimulationen gegenüber experimentellen Versuchsaufbauten besteht in der Möglichkeit, eine Vielzahl von Lösungsalternativen bei geringem Zeit- und Kostenaufwand miteinander vergleichen zu können. Zudem können die Einflüsse der verschiedenen, in die Problemstellung eingehenden Parameter auf das Optimierungsergebnis sowie ihre gegenseitige Beziehung identifiziert werden. Mit dem in diesem Kapitel vorgestellten *integriertem Design- und Optimierungsverfahren* ist dem Anwender ein Werkzeug gegeben, welches ihn bei der Erfüllung eben dieser Aufgaben unterstützt.

Im Folgenden wird zunächst ein Überblick zu den im Bereich der computergestützten Modellierung und Simulation eingesetzten Methoden gegeben, worauf aufbauend die Auswahl der Modellierungsmethode für das im Rahmen dieser Arbeit eingesetzte Verfahren begründet wird. In den weiteren Abschnitten wird die Grundstruktur des Verfahrens erläutert sowie ein Vergleich mit weiteren, aus der Literatur bekannten Auslegungs- und Optimierungsverfahren vorgenommen.

2.1 Computergestützte Modellierung und Simulation

Mit der Verfügbarkeit von immer leistungsfähigeren Rechnersystemen hat sich die computergestützte Simulation zu einem weit verbreiteten Arbeitsmittel entwickelt und auch für die Modellierung und Simulation von leistungselektronischen Konvertern ist eine große Anzahl von Vorgehensweisen und Werkzeugen entstanden. Im Allgemeinen können diese Vorgehensweisen in *analytische* und *simulationsgestützte* Verfahren unterteilt werden.

Dabei werden Verfahren, die sich *analytischer Modelle* bedienen, aus geschlossenen, mathematischen Ausdrücken gebildet. Der maßgebliche Vorteil von analytischen Modellen besteht in ihrer geringen Rechenzeit, da lediglich die mathematischen Ausdrücke ausgewertet werden müssen. Des Weiteren wird bei der Anwendung von analytischen Modellen kein Regelungsentwurf für das System benötigt, was sich positiv auf die benötigte Entwicklungszeit des Modells auswirkt. Nachteilig ist der Umstand, dass zur Modellbildung oftmals starke Vereinfachungen und Idealisierungen getroffen werden müssen, um so eine analytische Beschreibung überhaupt

zu ermöglichen [Mattern 1996]. Zudem ist die Aufstellung eines analytischen Modells sowie dessen Anpassung bei Änderungen mitunter sehr aufwendig.

Bei *simulationsgestützten Modellen* wird die Realität hingegen schrittweise mit der Kenntnis von Anfangsbedingungen bzw. den Zuständen des vorherigen Berechnungsschritts dynamisch nachgebildet. Im Gegensatz zu den analytischen Modellen, deren Aufstellung typischerweise einige Wochen beanspruchen kann, beträgt die Modellierungsdauer für simulationsgestützten Modelle in einem Simulationsprogramm lediglich mehrere Stunden bis wenige Tage. Darüber hinaus kann eine Abänderung des Modells schnell vorgenommen werden und auch die Berücksichtigung von Nichtlinearitäten, wie beispielsweise der stromabhängige Induktivitätsverlauf einer Drossel, ist bei vielen Simulationsprogrammen möglich. Von Nachteil bei den simulationsgestützten Verfahren sind insbesondere ihre erhöhte Rechenzeit, die je nach Wahl der Schrittweite im Sekunden- bis Minutenbereich liegt, und die unter Umständen auftretenden Konvergenzprobleme, welche den Abbruch der Berechnung bedingen können.

Eine Übersicht zu den Vor- und Nachteilen der genannten Verfahren ist nochmals in Tabelle 2.1 dargestellt.

Analytische Verfahren	Simulationsgestützte Verfahren
+ geringer Rechenaufwand	+ schnelle Aufstellung des Modells
+ keine Regelungsimplementierung	+ einfache Anpassung des Modells
+ keine Konvergenzprobleme	+ Berücksichtigung von Nichtlinearitäten
– hoher Modellierungsaufwand	– hoher Rechenaufwand
– aufwendige Anpassung bei Änderungen	– Regelungsimplementierung notwendig
– keine bzw. schwierige Berücksichtigung von Nichtlinearitäten	– mögliche Konvergenzprobleme

Tabelle 2.1: Vor- und Nachteile von analytischen und simulationsgestützten Verfahren

Für das einzusetzende Verfahren steht die Anforderung im Mittelpunkt, in möglichst kurzer Rechenzeit aus einer Vielzahl von Konfigurationen und Arbeitspunkten sowie aus einer umfangreichen Datenbank mit Halbleitern, Drosseldesigns und Kondensatoren optimale Lösungen hinsichtlich den Kosten und der Verlustleistung für die jeweils betrachtete Topologie zu ermitteln. In Anbetracht dessen wird für das im Folgenden dargestellte integrierte Design- und Optimierungsverfahren ein *analytisches* Modellierungsverfahren gewählt. Der Verlust der absoluten Genauigkeit der Lösungen im Vergleich zu simulationsgestützten Verfahren ist dabei von untergeordneter Bedeutung, da das Verfahren gleichfalls zum Benchmarking verschiedener Topologien und Bauelemente-Technologien zum Einsatz kommen soll, und auch der anfängliche Modellierungsaufwand relativiert sich im Hinblick auf die Zeitersparnis bei der Durchführung der Berechnungen.

Die Grundlage des integrierten Design- und Optimierungsverfahrens bildet der auf [Rigbers 2010] zurückgehende Ansatz, nach welchem die Verhaltens- und Verlustberechnung der Topologien bzw. der Bauelemente mittels analytischer Modelle erfolgt. In der vorliegenden Arbeit werden einerseits die dem Verfahren zugrunde liegenden Routinen erweitert und verbessert als

auch das Verfahren anhand von Messungen ausführlich validiert. Die Hauptbeiträge können wie folgt zusammengefasst werden:

- Erweiterung des Verfahrens um die Vorselektion der Konfigurationen;
- Vereinfachung des Drosseldesigns auf Basis umfangreicher Datenbanken und Erweiterung des Drosselmodells um die Berechnung AC-Wicklungsverluste;
- messtechnische Validierung des Verfahrens anhand eines optimierten Designs der Wechselrichterstufe;
- messtechnische Validierung und Weiterentwicklung des Verfahrens für Schaltfrequenzen bis 96 kHz;
- Optimierung der Drosselgeometrien mithilfe evolutionärer Algorithmen.

2.2 Integriertes Design- und Optimierungsverfahren

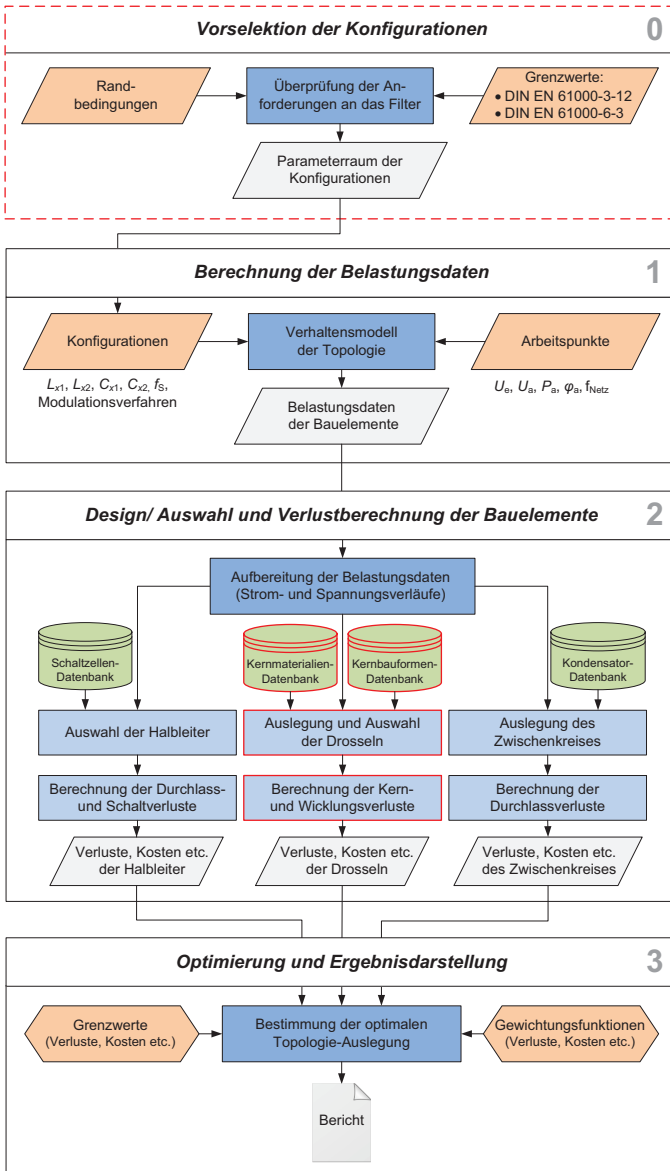
Abbildung 2.1 zeigt das Flussdiagramm des in *MATLAB* implementierten Design- und Optimierungsverfahrens, wobei die Beiträge der vorliegenden Arbeit in Bezug auf dessen Weiterentwicklung durch die rot umrandeten Felder hervorgehoben sind.

Das Verfahren gliedert sich in die folgenden Schritte, auf die in den nachstehenden Abschnitten näher eingegangen wird:

- Schritt 0: Vorselektion der Konfigurationen (optional);
- Schritt 1: Ermittlung der Belastungsdaten;
- Schritt 2: Design und Verlustberechnung der Bauelemente;
- Schritt 3: Optimierung und Ergebnisdarstellung.

2.2.1 Vorselektion der Konfigurationen (Schritt 0)

Bei der Vorselektion der Konfigurationen handelt es sich um einen optionalen Schritt, der im Vorfeld von den anderen Berechnungsschritten durchgeführt werden kann. Als *Konfigurationen* werden hierbei die zur Ermittlung der Belastungsdaten benötigten Eingangsparameter bezeichnet, zu denen im Fall der betrachteten Wechselrichterstufen die Nenninduktivitäts- und -kapazitätswerte des Sinusfilters L_{x1} , L_{x2} , C_{x1} und C_{x2} der einzelnen Ausgangsphasen x , die Schaltfrequenz f_s sowie das Modulationsverfahren zählen (vgl. Kapitel 4). Während für die Schaltfrequenz als auch das Modulationsverfahren oftmals – beispielsweise aufgrund der technologischen Limitierung der Halbleiter – nur wenige Auswahlmöglichkeiten bestehen, ist die Wahl für die Nennwerte des Sinusfilters weitaus schwieriger zu treffen. Im vorliegenden Fall weist das Sinusfilter vier Freiheitsgrade auf, sodass sich für die Durchführung der folgenden Berechnungsschritte 1 bis 3 für die entsprechende Vielzahl an Kombinationsmöglichkeiten eine hohe Rechenzeit ergeben würde. Folglich soll die Vorselektion dem Anwender dabei helfen, den Suchraum gezielt einzuschränken und derartige Sinusfilter-Konfigurationen im Vorfeld der weiteren Berechnungsschritte zu detektieren, welche die an das Sinusfilter gestellten Anforderungen erfüllen.



— Weiterentwicklungen des Werkzeuges im Rahmen der vorliegenden Arbeit

Abbildung 2.1: Struktur des integrierten Design- und Optimierungsverfahrens

2.2.2 Ermittlung der Belastungsdaten (Schritt 1)

Im ersten Schritt werden die Belastungen der Bauelemente für die jeweilige Topologie anhand des zugehörigen Verhaltensmodells ermittelt. Die Belastungsdaten umfassen dabei u.a. die Mittel- und Effektivwerte von den Stromverläufen der einzelnen Bauelemente, die sich im Fall der Wechselrichterstufen auf jeweils eine Schaltperiode beziehen.

Neben den *Konfigurationen* der Topologie gehören die *Arbeitspunkte* zu den benötigten Eingangsparametern. Die Arbeitspunkte legen den Arbeitsbereich der Topologie fest, für den die Belastungen der einzelnen Bauelemente berechnet werden sollen. Dabei wird ein Arbeitspunkt der Wechselrichterstufen durch die Zwischenkreisspannung U_{DC} , die Ausgangsspannung U_a , die Ausgangsscheinleistung S_a , den Phasenverschiebungswinkel φ_a sowie die Netzfrequenz f_{Netz} definiert (siehe Kapitel 4).

2.2.3 Design und Verlustberechnung der Bauelemente (Schritt 2)

Im zweiten Schritt wird das Design bzw. die Auswahl der Bauelemente sowie deren Verlustberechnung vorgenommen. Dazu werden zunächst die im vorherigen Schritt ermittelten Belastungsdaten aufbereitet. Dies umfasst u.a. die Berechnung der netzperiodenbezogenen Mittel- und Effektivwerte aus den für die einzelnen Schaltperioden vorliegenden Daten, die Rekonstruktion der rippelbehafteten Stromverläufe aus den Umhüllenden und die Frequenzanalyse der Ströme. Auf dieser Grundlage können im Folgenden die Bauelemente ausgelegt werden, wobei auf die in den Datenbanken hinterlegten Bauteildaten zurückgegriffen wird. Die Verlustberechnungen für die einzelnen Bauelemente erfolgen schließlich unter Berücksichtigung der folgenden Verlustleistungsanteile:

- *Leistungshalbleiter*: Durchlass- und Schaltverluste;
- *Drosseln*: Verluste im Kernmaterial und in den Wicklungen;
- *Zwischenkreiskondensatoren*: dielektrische Verluste und ohmsche Verluste der Kontaktierungen sowie des Elektrolyts.

2.2.4 Optimierung und Ergebnisdarstellung (Schritt 3)

Im dritten und letzten Schritt des Verfahrens wird die Optimierung durchgeführt und die daraus resultierenden Ergebnisse aufbereitet.

Bei der Optimierung werden die Kosten der Bauelemente und des Kühlaufwands sowie der europäische Wirkungsgrad bzw. die daraus ermittelte Verlustleistung als Kriterien hinsichtlich der Performance des betreffenden Konverters berücksichtigt. Für die Verarbeitung im Werkzeug werden die einzelnen Kriterien durch sog. *Gewichtungsfunktionen*, wie nachstehend erläutert abgebildet und können ebenso wie die dazugehörigen Grenzwerte vom Anwender vorgegeben werden.

Der Optimierungsprozess, welcher in Abbildung 2.2 gezeigt ist, folgt einem Brute-Force-Ansatz, d.h. dem Ausprobieren aller möglichen Lösungskombinationen. Dazu werden zunächst die Designergebnisse der einzelnen Bauelemente mit den entsprechenden Gewichtungsfunktionen gewichtet. Darauf aufbauend erfolgt eine erste Selektion der gewichteten Designergebnisse mit Hinblick auf die vorgegebenen Grenzwerte. Im weiteren Verlauf werden die bereits selektierten Bauelemente-Designs miteinander zu einem Gesamtdesign kombiniert und ein zweites

Mal selektiert. Mittels einer paarweisen Selektion kann zudem optional sichergestellt werden, dass nur diejenigen Kombinationen in der finalen Darstellung berücksichtigt werden, welche unter allen Gesichtspunkten die besten Ergebnisse liefern. Die Optimierungsergebnisse werden abschließend in einem Bericht aufbereitet und zusammengefasst.

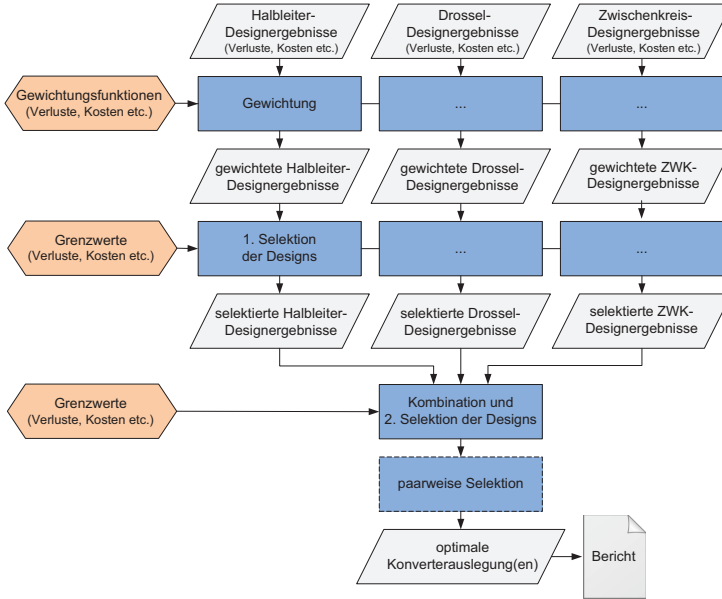


Abbildung 2.2: Flussdiagramm des Optimierungsprozesses

Gewichtungsfunktion der Verlustleistung

PV-Wechselrichter arbeiten oftmals im Teillastbereich, insbesondere in den Morgen- und Abendstunden oder bei Bewölkung. Für einen geeigneten Vergleich verschiedener Wechselrichter-Geräte hat sich – neben dem kalifornischen Wirkungsgrad η_{CEC} (CEC-Eta) – der europäische Wirkungsgrad η_{EU} (Euro-Eta) durchgesetzt. Dieser setzt sich aus den für das mitteleuropäische Klima relevanten Teillastwirkungsgraden bei 5%, 10%, 20%, 30%, 50% und 100% der Nenn-eingangseistung $P_{\text{e,Nenn}}$ zusammen, welche gemäß ihrer durchschnittlichen Häufigkeit gewichtet werden [IEC 61683:1999]:

$$\eta_{\text{EU}} = 0,03 \cdot \eta_{5\%} + 0,06 \cdot \eta_{10\%} + 0,13 \cdot \eta_{20\%} + 0,1 \cdot \eta_{30\%} + 0,48 \cdot \eta_{50\%} + 0,2 \cdot \eta_{100\%}. \quad (2.1)$$

Mithilfe der allgemeinen Definition des Wirkungsgrades

$$\eta = 1 - \frac{P_{\text{V}}}{P_{\text{e}}}, \quad (2.2)$$

wobei P_V die Verlustleistung und P_e die Eingangsleistung kennzeichnen, lässt sich für Gleichung (2.1) schreiben:

$$\eta_{EU} = 1 - \left(\frac{0,03}{0,05} \frac{P_{V,5\%}}{P_{e,Nenn}} + \frac{0,06}{0,1} \frac{P_{V,10\%}}{P_{e,Nenn}} + \frac{0,13}{0,2} \frac{P_{V,20\%}}{P_{e,Nenn}} + \frac{0,1}{0,3} \frac{P_{V,30\%}}{P_{e,Nenn}} + \frac{0,48}{0,5} \frac{P_{V,50\%}}{P_{e,Nenn}} + 0,2 \frac{P_{V,100\%}}{P_{e,Nenn}} \right). \quad (2.3)$$

Hierbei gibt $P_{V,x\%}$ jeweils die Verlustleistung bei $x\%$ der Nenneingangsleistung $P_{e,Nenn}$ an. Aus Gleichung (2.3) kann die gemäß dem europäischen Wirkungsgrad gewichtete Verlustleistung $P_{V,EU}$ abgeleitet werden

$$P_{V,EU} = 0,6 \cdot P_{V,5\%} + 0,6 \cdot P_{V,10\%} + 0,65 \cdot P_{V,20\%} + 0,33 \cdot P_{V,30\%} + 0,96 \cdot P_{V,50\%} + 0,2 \cdot P_{V,100\%}, \quad (2.4)$$

die mit der folgenden Gewichtungsfunktion gleichgesetzt ist:

$$\xi_{V,EU} = 0,6 \cdot P_{V,5\%} + 0,6 \cdot P_{V,10\%} + 0,65 \cdot P_{V,20\%} + 0,33 \cdot P_{V,30\%} + 0,96 \cdot P_{V,50\%} + 0,2 \cdot P_{V,100\%}. \quad (2.5)$$

Gewichtungsfunktion der Kosten

Die in die Bewertung einfließenden Gesamtkosten des Konverters setzen sich aus der Summe der Einzelkosten für die Halbleiter K_S , Drosseln K_L , Zwischenkreiskondensatoren $K_{C,ZWK}$ sowie den Kühlungsaufwand K_{HS} zusammen. Die dazugehörige Gewichtungsfunktion lautet folglich:

$$\xi_K = K_S + K_L + K_{C,ZWK} + K_{HS}. \quad (2.6)$$

Die Einzelkosten der Bauelemente werden mithilfe firmeninterner Kostenmodelle der *SMA Solar Technology AG* berechnet. Dabei setzen sich die Halbleiter-Kosten in Modulausführung (siehe Kapitel 5) maßgeblich aus den Kosten für die Halbleiterchips, das DCB-Substrat, das Gehäuse inkl. Vergussmaterial und die Herstellung zusammen. In das Kostenmodell für die Drosseln fließen die Materialkosten für den Kern und die Wicklungen sowie die Herstellungskosten ein, während für die Kosten der Kondensatoren ein sog. *Linear-Performance-Pricing*¹-Modell, bei dem die gespeicherte Energie $W = \frac{1}{2} C \cdot U^2$ die relevante Einflussgröße darstellt, hinterlegt ist. Der Kühlungsaufwand wird berücksichtigt, indem spezifische, auf die abzuführende Verlustleistung bezogene Kosten angesetzt werden.

2.2.5 Rechenzeit

Die für die Berechnungen benötigte Rechenzeit ist direkt von der Anzahl der zu berücksichtigenden Konfigurationen und Arbeitspunkte, der in den Datenbanken vorhandenen Bauelemente sowie der Kühlkörper-Temperaturen und durchzuführenden Temperaturiterationen anhängig. Beispielsweise nimmt die in Kapitel 6 durchgeführte Optimierung der BSNPC-Topologie – einschließlich der Vorselektion der Filterkonfigurationen – für 9 Arbeitspunkte, 18 Konfigurationen, 90 Schalter, 300 Drosseldesigns, eine Kühlkörper-Temperatur und 10 Temperaturiterationen etwa 1,5 Tage auf einem Rechner mit zwei Prozessorkernen, einer Taktrate von 2,5 GHz und 3 GB Arbeitsspeicher in Anspruch.

¹Linear Performance Pricing (kurz: LPP) ist eine Methode zur Preisstrukturanalyse, mittels der unter Verwendung von statistischen Verfahren funktionale Zusammenhänge zwischen einer oder mehreren quantifizierbaren, technischen Einflussgrößen und den Kosten der jeweils betrachteten Komponente ermittelt werden [Gabath 2008].

2.3 Vergleich mit aus der Literatur bekannten Verfahren

Ein großer Anteil der in der Literatur auffindbaren Vorgehensweisen zur Auslegung und Optimierung von leistungselektronischen Convertern basiert wie das in seinen Grundzügen vorgestellte Verfahren auf analytischen Modellen. Hierbei sind insbesondere die Arbeiten von [Lai et al. 2008], [Kolar et al. 2009] und [Larouci et al. 2010] sowie die unlängst erschienene Publikationen von [Ho et al. 2012] hervorzuheben. Bei den genannten Ansätzen werden ebenfalls das Verhalten des Converters im stationären Zustand mithilfe analytischer Ausdrücke nachgebildet und im weiteren Verlauf die Verlustmodelle der einzelnen Komponenten durch diese Ergebnisse gespeist. Wesentliche Unterschiede sind im Umfang der berücksichtigten Bauelemente und der Vorgehensweise zur Verlustberechnung letztgenannter sowie den für die Optimierung zugrunde gelegten Kriterien zu finden. So werden beispielsweise in [Ho et al. 2012] lediglich die ohmschen Wicklungsverluste der induktiven Bauelemente betrachtet, während dagegen in [Larouci et al. 2010] und [Kolar et al. 2009] auch die hochfrequenten Effekte durch geeignete analytische Modelle miteinbezogen werden. Bei den Halbleitern wird – wie auch bei dem in dieser Arbeit eingesetzten Verfahren – vorwiegend die Vorgehensweise angewendet, die Verluste mittels der durch Messungen gewonnenen oder aus Datenblättern ermittelten Durchlasscharakteristiken und Schaltenergien zu berechnen. In [Lai et al. 2008] und [Ho et al. 2012] erfolgt zudem auf unterschiedliche Weise die Auslegung des benötigten Kühlkörpers, wohingegen bei dem hier präsentierten integrierten Design- und Optimierungsverfahren bisher nur der Aufwand für den Kühlkörper durch spezifische Kosten abgeschätzt wird.

Im Zusammenhang mit den analytischen Verfahren ist auch die in [Bülo 2011] dargelegte Methode zu erwähnen. Bei der genannten Vorgehensweise steht das Ziel im Vordergrund, bei einer Vielzahl von zur Auswahl stehender Topologien einen schnellen Überblick hinsichtlich ihrer Vor- und Nachteile für die betreffende Anwendung zu erlangen. Die Bewertung der Topologien erfolgt dabei mithilfe von Belastungsindikatoren für die einzelnen Bauelemente, welche eine Relation zwischen den durch die Schaltung gegebenen Bauelementbelastungen und den Gütekriterien, wie beispielsweise Effizienz oder Bauvolumen, herstellen. Der Vorzug der Methode liegt vor allem in ihrem sehr geringen Rechenaufwand. Dieser ist darin begründet, als dass keine konkreten induktiven Bauelemente ausgelegt oder Leistungshalbleiter ausgewählt werden müssen, wodurch aber im Umkehrschluss der Vergleich verschiedener Bauelemente-Technologien oder die Optimierung des Gesamtsystems im Gegensatz zu dem in dieser Arbeit eingesetzten Verfahren nicht möglich ist.

Darüber hinaus existieren einige hybride Ansätze, welche analytische und simulationsgestützte Verfahren kombinieren. So wird beispielsweise in [Rigbers et al. 2004] ein Vorgehensweise gezeigt, bei der die Strom- und Spannungsverläufe der jeweiligen Topologie mithilfe von *PSpice* simuliert werden. Die Überwachung der Simulationsvorgänge sowie die weitere Verarbeitung der Daten bis hin zur Verlustberechnung und Aufbereitung der Ergebnisse wird durch *MATLAB*-Skripte vorgenommen. Eine ähnliche Vorgehensweise ist in [Larouci et al. 2003] zu finden. Wie in Abschnitt 2.1 dargestellt, kann auf diese Weise die Modellbildung der Topologien in kürzerer Zeit erfolgen. Dieser Vorteil wird allerdings durch die deutlich längere Simulationszeit sowie die eventuell auftretenden Konvergenzprobleme aufgewogen.

3 Verfahren zur Vorselektion der Konfigurationen

Spannungszwischenkreis-Wechselrichter erzeugen ihrem Funktionsprinzip nach am Ausgang der Wechselrichterbrücke gepulste Spannungen, indem die Leistungshalbleiter die Zwischenkreisspannung mit unterschiedlicher Pulsbreite auf den Ausgang schalten. Um aus diesem Puls muster einen sinusförmigen und netzkonformen Wechselstrom zu erzeugen, wird neben einer geeigneten Ansteuerung der Halbleiter ein sog. Sinusfilter benötigt, das die Wechselrichterbrücke mit dem öffentlichen Netz koppelt und im einfachsten Fall aus einer einzelnen Induktivität besteht.

Als Sinusfilter kommen bevorzugt Filter höherer Ordnung, wie z.B. *LC*- oder *LCL*-Filter, zum Einsatz, die gegenüber dem einfachen *L*-Filter eine höhere Dämpfung der Betragskennlinie mit -40 dB/Dekade bzw. -60 dB/Dekade oberhalb ihrer Resonanzfrequenz aufweisen. Entsprechend der Ordnungszahl weisen diese Filter allerdings eine größere Anzahl an Freiheitsgraden auf, sodass ein Optimierungsdurchlauf mithilfe des integrierten Design- und Optimierungsverfahrens für die Vielzahl an Konfigurationsmöglichkeiten zu einem hohen Rechenaufwand führen würde. Zudem muss bei der Auswahl der Konfigurationen sichergestellt werden, dass verschiedene normative und regelungstechnische Anforderungen erfüllt werden.

Vor diesem Hintergrund wird in diesem Kapitel ein Verfahren zur Vorselektion der Konfigurationen erläutert, welches den Anwender bei der systematischen Ermittlung von geeigneten Konfigurationen unterstützt und infolgedessen die Rechenzeit gering gehalten werden kann. Dazu werden im Folgenden zunächst die betrachtete Sinusfilter-Topologie und die Anforderungen an das Filter festgelegt, worauf aufbauend das eingesetzte Selektionsverfahren erläutert wird.

3.1 Ersatzschaltbild des Sinusfilters

Abbildung 3.1 zeigt das Schaltbild einer dreiphasigen Wechselrichterstufe, welche durch ein *LCL*- sowie EMV-Filter an das Netz gekoppelt ist. Dabei besteht das EMV-Filter aus mehreren X- und Y-Kondensatoren mit den Kapazitäten $C_{X,m}$ bzw. $C_{Y,m}$ sowie einer stromkompensierten Drossel mit der Gleichtakt-Induktivität L_{CM} .

Für die Beschreibung und Auslegung eines Sinusfilters wird u.a. in [Weis 2008] und [Nagel 1999] vorgeschlagen, die Ausgangsspannung in den symmetrischen und asymmetrischen Anteil zu zerlegen. Der symmetrische Anteil – in der Literatur auch als *Gegentaktstörung* (engl. *Differential Mode Noise*) bezeichnet – beschreibt alle Störgrößen, die zwischen den einzelnen Ausgangsphasen auftreten. Im Gegensatz dazu beschreibt der asymmetrische Anteil, auch *Gleichtaktstörung* (engl. *Common Mode Noise*) genannt, die gegenüber einem festen Referenzpotential auftretenden Störgrößen. Für das Design des Sinusfilters ist der symmetrische Anteil der Störung maßgebend [Weis 2008]. Bei der betrachteten Filterstruktur sind neben den

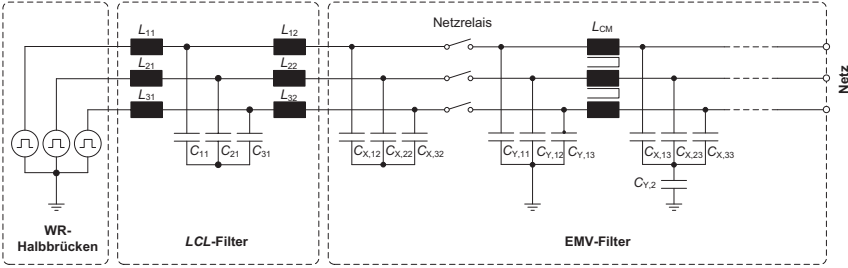


Abbildung 3.1: Dreiphasige Wechselrichterstufe mit LCL- und EMV-Filter

LCL-Filterkomponenten zudem die X-Kondensatoren des EMV-Filters sowie die Streuteile der stromkompensierten Drossel für die Unterdrückung von Gegentaktstörungen wirksam. Da der Streuteil einer stromkompensierten Drossel allerdings nur etwa 1% der Nenninduktivität beträgt und die Anzahl der Freiheitsgrade gering gehalten soll, bleibt dieser bei den folgenden Betrachtungen unberücksichtigt – wohlweislich, dass es sich bei daraus ergebenden Filterauslegung um eine obere Abschätzung handelt. Folglich besteht das Gegentakt-Filter aus den LCL-Filterkomponenten und den im EMV-Filter eingesetzten X-Kondensatoren, die durch die Kapazität C_{x2} mit

$$C_{x2} = \sum_{n=2}^3 C_{X,xn} \quad (3.1)$$

gegeben sind.

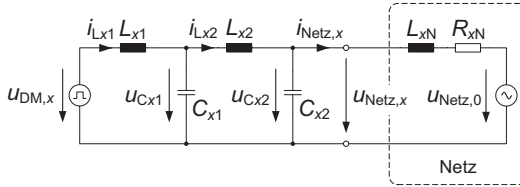


Abbildung 3.2: Ersatzschaltbild der Wechselrichterstufe mit LCLC-Filter und Netzimpedanz Z_{xN}

Mit diesen Annahmen und unter der Voraussetzung einer symmetrischen Belastung des Wechselrichters, kann für die folgenden Betrachtungen das in Abbildung 3.2 gezeigte einphasige Ersatzschaltbild herangezogen werden. Hierbei repräsentieren $u_{DM,x}$ den Gegentaktanteil der WR-Brücken-Ausgangsspannung, i_{Lx1} und i_{Lx2} die Ströme durch die Filterdrosseln L_{x1} und L_{x2} , u_{Cx1} und u_{Cx2} die Spannung über den Filterkondensatoren C_{x1} und C_{x2} , $i_{Netz,x}$ bzw. u_{Netz} den Netzstrom bzw. die Netzspannung, $Z_{xN} = R_{xN} + j\omega L_{xN}$ die Netzimpedanz sowie $u_{Netz,0}$ die Netzquellspannung.

Die Verknüpfungen zwischen den Strömen und Spannungen sind durch die Übertragungsfunktionen des Systems gegeben. Letztgenannte können aus der Zustandsraumdarstellung des Systems mithilfe der Berechnungsvorschrift

$$\mathbf{F}(s) = \mathbf{C}(\mathbf{sI} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{D} \quad (3.2)$$

ermittelt werden. Hierbei lautet die Zustandsraumdarstellung des Systems *ohne* Berücksichtigung der Netzimpedanz

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lx1} \\ u_{Cx1} \\ i_{Lx2} \\ u_{Cx2} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{x1}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{x1}} & 0 & -\frac{1}{C_{x1}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{x2}} & 0 & -\frac{1}{L_{x2}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_{x2}} & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \begin{bmatrix} i_{Lx1} \\ u_{Cx1} \\ i_{Lx2} \\ u_{Cx2} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{x1}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} [u_{DM,x}] \quad (3.3)$$

$$\begin{bmatrix} i_{Lx1} \\ u_{Cx1} \\ i_{Lx2} \\ u_{Cx2} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}} \begin{bmatrix} i_{Lx1} \\ u_{Cx1} \\ i_{Lx2} \\ u_{Cx2} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}} [u_{DM,x}] \quad (3.4)$$

bzw. *mit* Berücksichtigung der Netzimpedanz

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lx1} \\ u_{Cx1} \\ i_{Lx2} \\ u_{Cx2} \\ i_{Netz,x} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{x1}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{x1}} & 0 & -\frac{1}{C_{x1}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{x2}} & 0 & -\frac{1}{L_{x2}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_{x2}} & 0 & -\frac{1}{C_{x2}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{xN}} & -\frac{R_{xN}}{L_{xN}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \begin{bmatrix} i_{Lx1} \\ u_{Cx1} \\ i_{Lx2} \\ u_{Cx2} \\ i_{Netz,x} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{x1}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{xN}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \begin{bmatrix} u_{DM,x} \\ u_{Netz,0} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$\begin{bmatrix} i_{Lx1} \\ u_{Netz,x} \\ i_{Netz,x} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}} \begin{bmatrix} i_{Lx1} \\ u_{Cx1} \\ i_{Lx2} \\ u_{Cx2} \\ i_{Netz,x} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}} \begin{bmatrix} u_{DM,x} \\ u_{Netz,0} \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

Die jeweiligen Übertragungsfunktionen sind in Anhang A.1 aufgeführt.

3.2 Anforderungen an das Sinusfilter

Durch die pulsweitenmodulierte Ansteuerung der Halbleiter treten aufgrund von nichtlinearen Effekten neben der erwünschten, sinusförmigen Grundschwingung auch Oberschwingungsströme auf, die in das Netz eingespeist werden. Die Belastung der Energieversorgungsnetze mit diesen Oberschwingungen rufen bei energietechnischen Betriebsmitteln eine Reihe unerwünschter Wirkungen, wie beispielsweise eine Reduzierung der Lebensdauer durch die erhöhte Strombelastungen, Fehlauslösungen oder Geräuschemissionen, hervor. Das Bestreben der Energieversorger liegt folglich darin, die erzeugten und in das Netz eingespeisten Oberschwingungen gering zu halten. Daraus resultiert die Anforderung an das Sinusfilter, gemeinsam mit einer geeigneten Ausgangsstrom-Regelung die unerwünschten Harmonischen auf ein nach den geltenden Richtlinien bzw. Normen erlaubtes Maß zu reduzieren. Im Fall von Eigenerzeugungsanlagen, die an das deutsche Niederspannungsnetz angeschlossen sind, werden die erlaubten Oberschwingungswerte bis 2 kHz durch die VDE-Richtlinie „Eigenerzeugungsanlagen am Niederspannungsnetz“ (vgl. [VDE-AR-N 4105]) geregelt.

Darüber hinaus senden PV-Wechselrichter wie alle elektrischen Geräte hochfrequente Störungen aus, die wiederum andere Geräte beeinflussen können. Dabei gehen die Störungen in erster Linie von den Halbleitern aus: Je höher und steiler die Schaltflanken sind, desto größer ist der hochfrequente Anteil der Störung. Die typischen Störspektren treten als diskrete Spektrallinien bei der Schaltfrequenz und deren Vielfachen auf, die durch eine mit -20dB/Dekade oberhalb der Schaltfrequenz bis zur sog. Grenzharmonischen abfallenden Hüllkurve angenähert werden können [Nagel 1999]. Bei den hochfrequenten Störungen wird dabei zwischen

- *leitungsgebundenen Störungen*, welche im Bereich von 150 kHz bis 30 MHz in Form von Spannungen zwischen den Zuleitungen und der Schutzerde gemessen werden, und
- *gestrahlten Störungen*, welche ab einer Frequenz von 30 MHz durch die Messung der abgestrahlten Leistung bzw. der Feldstärke bestimmt werden,

unterschieden. Im unteren Frequenzbereich des gemessenen Störspektrums dominieren bis etwa 1 MHz die *Gegentaktspannungen* des Wechselrichters und führen zu hohen Störpegeln [Hoene 2001], die durch das für Gegentaktstörungen wirksame Filter bedämpft werden können. Die derzeit geltenden Störpegel-Grenzwerte für PV-Wechselrichter sind der Norm DIN EN 61000-6-3 zu entnehmen beginnen und beginnen bei einer Frequenz von 150 kHz. Als Anforderung an das Filter wird vor diesem Hintergrund die Anforderung formuliert, ab der kritischen Frequenz von 150 kHz die erzeugten Störspannungen ausreichend zu bedämpfen.

Eine weitere und wichtige Anforderung an das Sinusfilter resultiert nicht zuletzt durch den Ausgangsstrom-Regelkreis, dessen Regelstrecke das Sinusfilter darstellt: Aufgrund der Rückkopplung der Regelgröße wird die Regelung zu einem schwingungsfähigen Wirkkreis, dass dieser bzgl. seiner Stabilität untersucht werden muss, um unerwünschte Effekte und Schäden zu vermeiden. Des Weiteren weist die verwendete *LCLC*-Filterstruktur mehrere Resonanzstellen auf, die eine Instabilität des Systems hervorrufen können. An die ausgewählte der Sinusfilter-Konfiguration wird folglich die Anforderung gestellt, eine stabile Ausgangsstrom-Regelung zu gewährleisten.

3.3 Erläuterung des Verfahrens zur Vorselektion der Konfigurationen

In der Literatur finden sich zahlreiche Verfahren zur Auslegung von Sinusfiltern, insbesondere von *LCL*-Filtern (siehe u.a. [Winkelkemper 2005], [Araújo et al. 2007], [Lisserre et al. 2005]). Dabei wird zumeist die erste Filterinduktivität basierend auf dem maximal zulässigen Stromrippel ermittelt, während die Filterkapazität auf der Grundlage des Blindleistungsanteils bei Netzfrequenz ausgelegt wird. Die zweite Filterinduktivität wird schließlich über einen Faktor, der im Verhältnis zu der ersten Filterinduktivität steht, oder über die Resonanzfrequenz des Filters bestimmt. Nachteilig bei dieser oder ähnlicher Vorgehensweise ist, dass nur einzelne bis wenige, vermeintlich optimale Filterdesigns ermittelt werden, die unter Berücksichtigung ihrer Kosten und Verluste sowie der anderen Komponenten des Konverters – wie im Rahmen des integrierten Design- und Optimierungsverfahrens angewendet – mit hoher Wahrscheinlichkeit nicht zur Erzielung des globalen Optimums führen würden.

Vor diesem Hintergrund wird das in Abbildung 3.3 gezeigte Verfahren zur Vorselektion der Konfigurationen vorgeschlagen, nach dem in zwei Schritten – unter der Vorgabe der vom Anwender definierten Randbedingungen und der nach den entsprechenden Normen geltenden

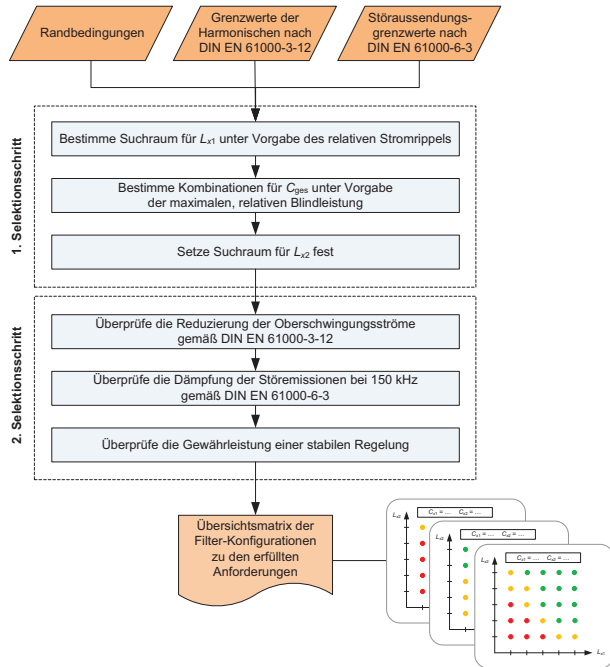


Abbildung 3.3: Ablaufdiagramm des Verfahrens zur Vorselektion der Konfigurationen

Grenzwerte – eine Matrix der verschiedenen Filter-Konfigurationen ermittelt wird, welche die Erfüllung der an das Filter gestellten Anforderungen widerspiegelt. Zu den Randbedingungen gehören dabei die Schaltfrequenz, Totzeit der Halbleiter T_d , die Abtastfrequenz der Regelung f_A , der relative Stromrippel r_i durch die 1. Filterinduktivität sowie die maximale relative Blindleistung der Filterkapazitäten. Im ersten Schritt des Verfahrens wird zunächst, wie in den nachstehenden Abschnitten erläutert, der zu analysierende Parameterraum mithilfe von aus der Literatur bekannten Kriterien definiert. Darauf aufbauend werden im zweiten Schritt die sich aus den bestimmten Parameterräumen ergebenden Konfigurationen in Bezug auf die Einhaltung der in Abschnitt 3.2 dargestellten Anforderungen überprüft und selektiert.

3.3.1 Erster Selektionsschritt

Der Parameterraum für die erste Filterinduktivität wird unter der Vorgabe des maximal zulässigen Stromrippels bestimmt. Die Wahl des Stromrippels hat dabei einerseits einen Einfluss auf die in der Drossel erzeugten Verluste als auch andererseits eine Rückwirkung auf die Halbleiterverluste, da die Ströme in den Ausschaltmomenten mit steigendem Rippel zunehmen.

Für eine *bipolare* Ausgangsspannung, wie sie beispielsweise bei der B6-Wechselrichterbrücke erzeugt wird (vgl. Kapitel 4), ergibt sich der maximale Rippel des Stromes durch die erste

Filterdrossel L_{x1} zu [Mohan et al. 2007]:

$$\Delta i_{Lx1, \max, bp} \approx \frac{1}{2} \frac{\frac{U_{DC}}{2}}{f_S \cdot L_{x1}} = \frac{1}{4} \frac{U_{DC}}{f_S \cdot L_{x1}}. \quad (3.7)$$

Bei einer *unipolaren* Ausgangsspannung wie im Fall der BSNPC-Wechselrichterbrücke reduziert sich der Stromrippel hingegen um die Hälfte [Mohan et al. 2007]:

$$\Delta i_{Lx1, \max, up} \approx \frac{1}{4} \frac{\frac{U_{DC}}{2}}{f_S \cdot L_{x1}} = \frac{1}{8} \frac{U_{DC}}{f_S \cdot L_{x1}}. \quad (3.8)$$

Für die Wahl des relativen, auf den Nennnetzstrom I_{Netz} bezogenen Stromrippels

$$r_1 = \frac{\Delta i_{Lx1, \max}}{\sqrt{2} I_{Netz}}, \quad (3.9)$$

wird in der Literatur typischerweise ein Bereich von 10% bis 20% angegeben (vgl. [Wang et al. 2003], [Ahmed et al. 2007]). Mit dieser Vorgabe und Gleichung (3.7) bzw. (3.8) kann der Parameterraum für die erste Filterinduktivität berechnet werden:

$$L_{x1, bp} = \frac{1}{4\sqrt{2}} \frac{U_{DC}}{f_S \cdot r_1 \cdot I_{Netz}} \quad (3.10)$$

bzw.

$$L_{x1, up} = \frac{1}{8\sqrt{2}} \frac{U_{DC}}{f_S \cdot r_1 \cdot I_{Netz}}. \quad (3.11)$$

Bei der Wahl der Filterkondensatoren ist ein bestmöglicher Kompromiss zwischen den Anforderungen zu finden, dass die Kondensatoren einerseits eine gewisse Blindleistung zum Umladen benötigen und der Wechselrichter andererseits jedoch eine möglichst hohe Wirkleistung bereit stellen soll. Zur bestmöglichen Erfüllung beider Anforderungen ist in vielen Veröffentlichungen, wie u.a. [Araújo et al. 2007], ein Verhältnis zwischen Blind- und Scheinleistung von

$$\frac{Q_{C,x}}{S_{a,x}} \leq 0,05 \quad (3.12)$$

angegeben. Die im vorliegenden Fall von den Filterkondensatoren benötigte Blindleistung kann gemäß

$$Q_{C,x} = 2\pi f_{Netz} (C_{x1} + C_{x2}) (1 - TF) U_{Netz,x}^2 \quad (3.13)$$

berechnet werden, wobei die Fertigungstoleranz der Bauelemente mittels des Toleranzfaktors TF berücksichtigt wird. Je nach ausgewählter Kondensatorart beträgt die Fertigungstoleranz typischerweise $\pm 10\%$ oder $\pm 20\%$ und bewegt sich i.d.R. am unteren Toleranzrand. Aus den Gleichungen (3.12) und (3.13) kann schließlich die maximale Gesamtkapazität pro Phase berechnet werden:

$$C_{x, ges} = C_{x1} + C_{x2} = 0,05 \frac{S_{a,x}}{2\pi f_{Netz} (1 - TF) U_{Netz,x}^2}. \quad (3.14)$$

Im Gegensatz zu den ersten beiden Filterelementen erfolgt die Vorgabe des Parameterraums für die zweite Filterinduktivität und -kapazität auf Basis von Erfahrungswerten des Entwicklers. So kann beispielsweise die Filterkapazität C_{x2} in erster Näherung als die Hälfte der ersten Filterkapazität angesetzt werden.

3.3.2 Zweiter Selektionsschritt

Einhaltung der Oberschwingungs-Grenzwerte bis 2 kHz

Bei von Spannungszwischenkreis-Wechselrichtern führen verschiedene Nichtlinearitäten, wie die Wechselsperzeiten der Schalter, Spannungsabfälle an den Halbleitern oder Quantisierungsfehler der Messsignale, zu einer Verzerrung der erzeugten Ausgangsspannung, die wiederum ihrerseits Oberschwingungsströme im Netz hervorruft. Den größten Einfluss der auftretenden Nichtlinearitäten hat hierbei die Wechselsperzeit der Schalter – im Folgenden auch als Totzeit T_d bezeichnet –, die aufgrund der endlich schnellen Schaltzeit der Halbleiter zwischen dem Ein- und Ausschalten der Schalter in einem Brückenweig vorgesehen werden muss, um einen Kurzschluss des Zwischenkreises zu verhindern.

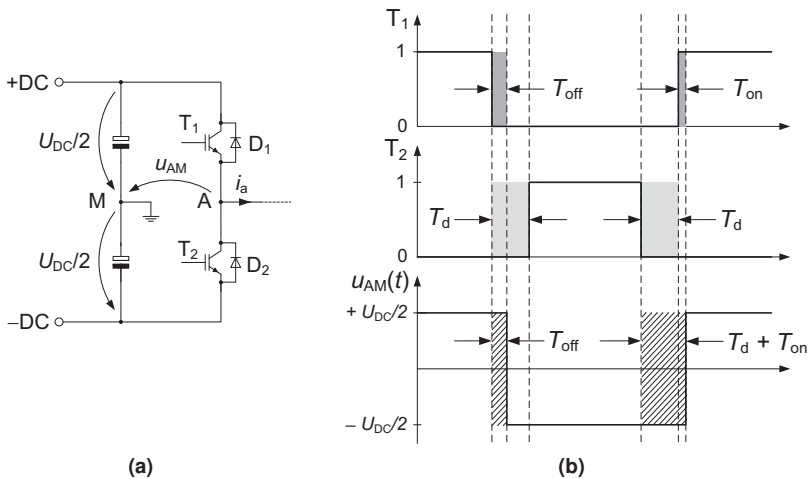


Abbildung 3.4: Visualisierung des Totzeiteffekts: (a) Halbbrückenweig und (b) Verlauf der Ansteuerungssignale für die Transistoren T_1 und T_2 bzw. Verlauf der Ausgangsspannung $u_{AM}(t)$

Zur Veranschaulichung des Totzeiteffekts wird der in Abbildung 3.4 (a) dargestellte Halbbrückenweig betrachtet. Im Fall eines positiven Ausgangsstroms i_a entsteht – wie in Abbildung 3.4 (b) gezeigt – während des Abschaltvorgangs des Transistors T_1 mit der Dauer T_{off} eine positive Spannungszeitfläche, da der Transistor während dieser Zeit noch leitend ist und die Zwischenkreisspannung weiterhin am Ausgang anliegt. Danach übernimmt die Freilaufdiode D_2 die Stromführung. Der Schalter T_2 beteiligt sich wegen der positiven Stromrichtung nicht an der Stromführung, sodass dessen Einschaltverzögerung nach Ablauf der Totzeit auf die Polarität der Ausgangsspannung keinen Einfluss hat. Beim Wiedereinschalten des Transistors T_1 entsteht durch die Totzeit sowie die Einschaltverzögerungszeit T_{on} des Transistors eine Spannungszeitfläche, die aufgrund der verzögert anliegenden Zwischenkreisspannung als negativ gewertet wird. Die einzelnen Spannungszeitflächen können wie folgt zu einer rechteckigen

Totzeitspannung zusammengefasst werden [Plotkin 2008]:

$$\hat{u}_{\text{Tot}} = U_{\text{DC}} \cdot \frac{1}{T_{\text{S}}} \cdot (T_{\text{off}} - T_{\text{d}} - T_{\text{on}}) = -U_{\text{DC}} \cdot \frac{1}{T_{\text{S}}} \cdot (T_{\text{d}} + T_{\text{on}} - T_{\text{off}}). \quad (3.15)$$

Ist die Ausgangsstromrichtung umgekehrt, wiederholt sich der beschriebene Vorgang mit umgekehrter Polarität der Spannungszeitflächen, und es ergibt sich eine positive Totzeitspannung:

$$\hat{u}_{\text{Tot}} = U_{\text{DC}} \cdot \frac{1}{T_{\text{S}}} \cdot (T_{\text{d}} + T_{\text{on}} - T_{\text{off}}). \quad (3.16)$$

In Abhängigkeit der Polarität des Ausgangsstroms können Gleichung (3.15) und (3.16) zu

$$\hat{u}_{\text{Tot}} = U_{\text{DC}} \cdot \frac{1}{T_{\text{S}}} \cdot (T_{\text{d}} + T_{\text{on}} - T_{\text{off}}) \cdot \text{sign}(i_{\text{a}}(t)) \quad (3.17)$$

für die vorliegende Zwei-Level-Halbbrücke zusammengefasst werden. Für einen Drei-Level-Wechselrichter, wie beispielsweise die BSNPC-Topologie, ist die resultierende Totzeitspannung durch Gleichung (3.18) beschrieben.

$$\hat{u}_{\text{Tot}} = \frac{1}{2} U_{\text{DC}} \cdot \frac{1}{T_{\text{S}}} \cdot (T_{\text{d}} + T_{\text{on}} - T_{\text{off}}) \cdot \text{sign}(i_{\text{a}}(t)) \quad (3.18)$$

In Folge der auftretenden Totzeitspannung kommt es zu einer Verzerrung der resultierenden Ausgangsspannung – im Folgenden als $u_{\text{DM},x,\delta}$ bezeichnet –, dessen Mittelwertverlauf in Abbildung 3.5 dargestellt ist.

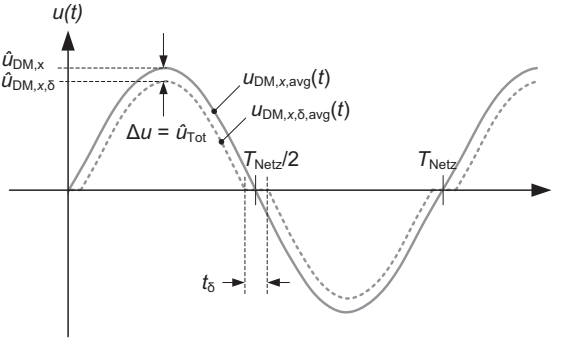


Abbildung 3.5: Verlauf der Ausgangsspannung mit und ohne Totzeiteffekt

Um die Filterdämpfung der durch den Totzeiteffekt erzeugten Oberschwingungsströme im ungünstigsten Fall, d.h. ohne eine regelungstechnische Kompensation der Totzeit, beurteilen zu können, wird das zu erwartende Spektrum des ins Netz eingepprägten Stroms $\hat{i}_{\text{Netz},x,n}$ analytisch ermittelt und mit den geltenden Grenzwerten verglichen. Dazu wird zunächst das Amplitudenspektrum von $u_{\text{DM},x,\delta,\text{avg}}(t)$ gemäß der Gleichungen (3.19) bis (3.21) berechnet (vgl. Anhang A.2), wobei $n = 1, 2, \dots$ die Ordnungszahl der Harmonischen darstellt. Darauf aufbauend kann mithilfe des Spektrums der Wechselrichterbrücken-Ausgangsspannung das zu erwartende Spektrum des ins Netz eingepprägten Stroms $\hat{i}_{\text{Netz},x,n}$ ermittelt werden, indem das Amplitudenspektrum $\hat{u}_{\text{DM},x,\delta,n}$ mit dem Betrag der Übertragungsfunktion des Sinusfilters nach Gleichung (A.6)

multipliziert wird. Die Rückwirkungen für Erzeugungsanlagen gelten entsprechend der Richtlinie VDE-AR-N 4105 dann als ausreichend begrenzt, wenn die Erzeugungseinheiten bei Bemessungsströmen zwischen 16 A und 75 A je Leiter die Grenzwerte der Norm DIN EN 61000-3-12 nicht überschreiten.

$$\hat{u}_{\text{DM},x,\delta,n} = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{\hat{u}_{\text{DM},x,\delta}^2 \left[n \cos\left(\frac{\pi \delta}{T_{\text{Netz}}}\right) \sin\left(\frac{n\pi \delta}{T_{\text{Netz}}}\right) [1 - \cos(n\pi)] + \sin\left(\frac{\pi \delta}{T_{\text{Netz}}}\right) \cos\left(\frac{n\pi \delta}{T_{\text{Netz}}}\right) [\cos(n\pi) - 1] \right]^2}{n^2 (n^2 - 1)^2}} \quad (3.19)$$

$$\hat{u}_{\text{DM},x,\delta} = \hat{u}_{\text{DM},x} - \hat{u}_{\text{Tot}} \quad (3.20)$$

$$t_\delta = \frac{\arcsin\left(\frac{\hat{u}_{\text{Tot}}}{\hat{u}_{\text{DM},x}}\right)}{\pi} \cdot T_{\text{Netz}}. \quad (3.21)$$

Einhaltung der Grenzwerte von leitungsgebundenen Störaussendungen ab 150 kHz

Das *LCLC*-Filter wird hinsichtlich der Dämpfung der hochfrequenten, leitungsgebundenen Störaussendungen ab 150 kHz so ausgelegt, dass der Störpegel bei der ersten Harmonischen der Schaltfrequenz oberhalb der kritischen Frequenz f_{krit} von 150 kHz den in der Norm DIN EN 61000-6-3 spezifizierten Grenzwert einhält [Rigbers 2010]. Dies bedeutet, dass das Übertragungsmaß H_{LCLC} des *LCLC*-Filters für $f = f_{\text{krit}}$ gleich oder kleiner als das kritische Übertragungsmaß H_{krit} sein muss:

$$H_{\text{LCLC}}|_{f=f_{\text{krit}}} \leq H_{\text{krit}}. \quad (3.22)$$

Dabei ergibt sich das kritische Übertragungsmaß aus dem in der Norm vorgegebenem Spannungspegel $U_{\text{Norm,dB}\mu\text{V}}$ und der durch die Halbleiter erzeugten Störspannung $U_{\text{PWM,dB}\mu\text{V}}$:

$$H_{\text{krit}} = 10^{\frac{U_{\text{Norm,dB}\mu\text{V}} - U_{\text{PWM,dB}\mu\text{V}}}{20}}. \quad (3.23)$$

Letztgenannte berechnet sich in Abhängigkeit der Frequenz f zu [Nagel 1999]:

$$U_{\text{PWM,dB}\mu\text{V}} \approx 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{\frac{2}{\pi} \frac{f_s}{f} \cdot U_{\text{DC}}}{1\mu\text{V}} \right) \text{dB}\mu\text{V} \quad \text{für } f < 100 f_s. \quad (3.24)$$

Das Übertragungsmaß des *LCLC*-Filters kann Gleichung (A.4) entnommen werden, aus welcher sich – unter Vernachlässigung aller Potenzen f^v für $v < 4$ – die Hochfrequenznäherung H_{LCLC} mit der Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$ ergibt (vgl. [Nagel 1999]):

$$H_{\text{LCLC}}(\omega) = \frac{u_{\text{Cx2}}(s = j\omega)}{u_{\text{DM},x}(s = j\omega)} \approx \frac{1}{\omega^4 L_{x1} L_{x2} C_{x1} C_{x2}}. \quad (3.25)$$

Gewährleistung der Regelungsstabilität

Die Sicherstellung der stabilen Ausgangsstrom-Regelung wird an dieser Stelle exemplarisch anhand der Regelung des $\alpha\beta$ -Systems betrachtet. Hierbei setzt sich die Regelstrecke, wie Abbildung 3.6 zu entnehmen, aus der *LCLC*-Filtertopologie und der Netzimpedanz zusammen, während die Wechselrichterbrücke das Stellglied für die Regelstrecke bildet. Die überlagerten Zwischenkreisspannungs- und MPP-Regelkreise weisen wesentlich größere Zeitkonstanten auf und haben somit auf die Stabilität der unterlagerten, schnelleren Ausgangsstrom-Regelung keinen Einfluss, sodass diese außer Betracht gelassen werden können. Bei der Regelstrecke werden

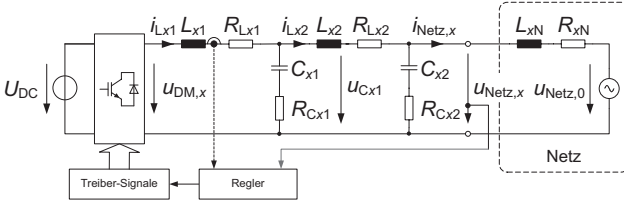


Abbildung 3.6: Ausgangsstrom-Regelung des Spannungswidenkreis-Wechselrichters mit *LCLC*-Filter für das $\alpha\beta$ -System

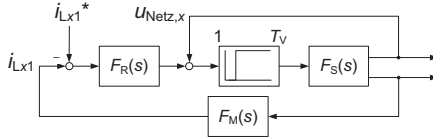


Abbildung 3.7: Blockschaltbild der Ausgangsstrom-Regelung

zudem die ohmschen Verluste der Drosseln und der Kondensatoren durch je einen Reihenwiderstand R_{Lx1} , R_{Lx2} , R_{Cx1} und R_{Cx2} berücksichtigt, die eine zusätzliche Dämpfung des Systems bewirken.

Abbildung 3.7 zeigt das zugrundeliegende Blockschaltbild der Ausgangsstrom-Regelung. Dabei wird ein PI-Sinusregler nach Gleichung (3.26) eingesetzt.

$$F_R(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{sK_e}{s^2 + \omega_{\text{Netz}}^2} \quad (3.26)$$

K_p stellt in Gleichung (3.26) die Verstärkung des Proportionalanteils, K_i die Verstärkung des Integralanteils und K_e die Verstärkung des resonanten Reglers dar. Die Übertragungsfunktionen der Regelstrecke $F_S(s)$ können aus der Zustandsraumdarstellung des Systems analog zu den Gleichungen (3.5) und (3.6) unter Berücksichtigung der Serienwiderstände ermittelt werden:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lx1} \\ u_{Cx1} \\ i_{Lx2} \\ u_{Cx2} \\ i_{\text{Netz},x} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_{\Sigma 1}}{L_{x1}} & -\frac{1}{L_{x1}} & \frac{R_{Cx1}}{L_{x1}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{x1}} & 0 & -\frac{1}{C_{x1}} & 0 & 0 \\ \frac{R_{Cx2}}{L_{x2}} & \frac{1}{L_{x2}} & -\frac{R_{\Sigma 2}}{L_{x2}} & -\frac{1}{L_{x2}} & -\frac{R_{Cx2}}{L_{x2}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_{x2}} & 0 & -\frac{1}{C_{x2}} \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Cx2}}{L_{xN}} & \frac{1}{L_{xN}} & -\frac{R_{\Sigma 3}}{L_{xN}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \begin{bmatrix} i_{Lx1} \\ u_{Cx1} \\ i_{Lx2} \\ u_{Cx2} \\ i_{\text{Netz},x} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{x1}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{xN}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \begin{bmatrix} u_{\text{DM},x} \\ u_{\text{Netz},0} \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

$$\begin{bmatrix} i_{Lx1} \\ u_{\text{Netz},x} \\ i_{\text{Netz},x} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{Cx2} & 1 & -R_{Cx2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}} \begin{bmatrix} i_{Lx1} \\ u_{Cx1} \\ i_{Lx2} \\ u_{Cx2} \\ i_{\text{Netz},x} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}} \begin{bmatrix} u_{\text{DM},x} \\ u_{\text{Netz},0} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

mit $R_{\Sigma 1} = R_{Lx1} + R_{Cx1}$, $R_{\Sigma 2} = R_{Lx2} + R_{Cx1} + R_{Cx2}$ und $R_{\Sigma 3} = R_{Cx2} + R_{xN}$. Die Serienwiderstände

der Drosseln bzw. der Filterkondensatoren können für den betrachteten Leistungsbereich zu

$$R_{L_{xn}} \approx 0,6 \frac{\Omega}{\text{H} \cdot \text{A}} \cdot L_{xn} \cdot I_{L_{\text{rms}}} \quad \text{bzw.} \quad R_{C_{xn}} \approx \frac{0,002 \Omega}{\omega C_{xn}} \quad (3.29)$$

abgeschätzt werden, während die Werte für die Netzimpedanz den in der Norm DIN EN 61000-3-11 spezifizierten Prüfimpedanzen entspricht.

Die systembedingte zeitliche Verzögerung des Stellglieds, d.h. der Wechselrichterbrücke, wird durch ein Verzögerungsglied mit der Zeitkonstante T_V berücksichtigt. Die Messglieder werden durch Tiefpassfilter 2. Ordnung mit der allgemeinen Übertragungsfunktion nach Gleichung (3.30) repräsentiert.

$$F_M(s) = \frac{K_M}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \quad (3.30)$$

Zur Untersuchung der Stabilität des Gesamtsystems wird die in der Literatur verbreitete Vorgehensweise, die Polstellen des geschlossenen Systems in der z-Ebene zu analysieren, eingesetzt. Dazu werden alle Übertragungsfunktionen mithilfe der Zero-order hold-Methode (vgl. [Levine 1996]) diskretisiert. Der Regelkreis ist genau dann stabil, wenn alle i Pole des geschlossenen Systems innerhalb des Einheitskreises der z-Ebene liegen, d.h. wenn gilt:

$$|z_i| < 1 \quad \text{für} \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (3.31)$$

Für die Stabilitätsuntersuchungen werden die Parameter des Ausgangsstrom-Reglers dynamisch angepasst. Zudem wird berücksichtigt, dass dreiphasige PV-Wechselrichter typischerweise – wie in Abbildung 3.8 verdeutlicht – in Großanlagen eingesetzt werden und die Energieeinspeisung direkt in das Mittelspannungsnetz über einen Transformator erfolgt. Infolgedessen kann für die Stabilitätsuntersuchung des einzelnen PV-Wechselrichters nicht mehr mit der in der Norm [DIN EN 61000-3-11] angegebenen Prüfimpedanz gerechnet werden, sondern es ist vielmehr eine äquivalente Netzimpedanz zur Nachbildung der Großanlage zu bestimmen [Reese und Fuchs 2012]. Die Ermittlung der äquivalenten Netzimpedanz kann Anhang A.3 entnommen werden.

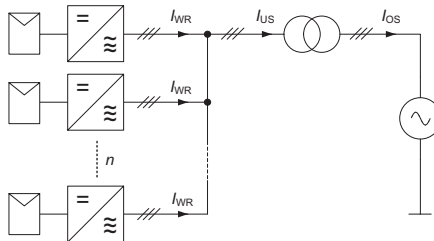


Abbildung 3.8: Großanlage mit dreiphasigen PV-Wechselrichtern am Mittelspannungsnetz

Vor diesem Hintergrund erfolgt die Stabilitätsüberprüfung für eine *variierende* Netzimpedanz im Bereich von 100 μH bis 2000 μH , sodass die Anschlussbedingungen für starre als auch schwache Netze nachgebildet werden.

4 Verhaltensmodellierung der Konverter-Topologien

Im Folgenden wird zunächst ein kurzer Überblick zu den im Rahmen dieser Arbeit betrachteten Topologien gegeben. Aufbauend auf diesen Erläuterungen wird schließlich die Verhaltensmodellierung exemplarisch anhand der B6-Topologie dargestellt. Die Verhaltensmodellierung der BSNPC-Topologie und des Hochsetzstellers kann [Gruber 2010] bzw. [Gruber 2011] entnommen werden.

4.1 Überblick zu den Topologien

Die B6-Wechselrichterbrücke besteht aus drei Halbbrücken, deren Eingangsspannungen auf einen geteilten Zwischenkreis geführt sind [Mohan et al. 2007]. Abbildung 4.1 (a) zeigt einen einzelnen Phasenzweig der Topologie. Gegenüber dem Mittelpunkt M des Zwischenkreises lassen sich zwei Spannungsniveaus, $+\frac{U_{DC}}{2}$ und $-\frac{U_{DC}}{2}$, erzeugen (vgl. Abbildung 4.1 (b)), sodass auch von einer 2-Level-Topologie gesprochen wird. Dies hat zur Folge, dass die Halbleiter die gesamte Zwischenkreisspannung U_{DC} schalten müssen.

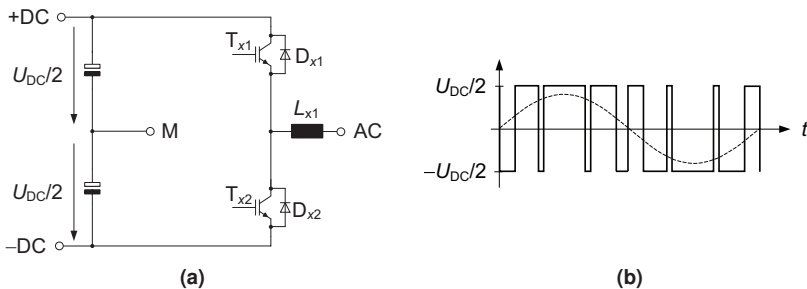


Abbildung 4.1: (a) Phasenzweig und (b) Spannungsniveau einer B6-Wechselrichterbrücke

Hingegen zählt die sog. *Bipolar Switched Neutral Point Clamped*-Wechselrichterbrücke (siehe [Falk et al. 2007]), kurz BSNPC-Wechselrichterbrücke, zu den Multi-Level-Topologien. Sie ist ferner unter den Bezeichnungen *NPC2*-, *T-type Neutral Point Clamped*- (TNPC), *Advanced Neutral Point Clamped*- (A-NPC¹) oder *Mixed Voltage Three-Level-Topologie* verbreitet. Das Schaltungsprinzip der BSNPC-Topologie ist in Abbildung 4.2 (a) dargestellt und basiert auf einer konventionellen, durch die Schalter T_{x1} und T_{x4} sowie deren anti-parallelen Dioden D_{x1} und

¹(vgl. [Yatsu et al. 2010]). Die Bedeutung der Abkürzung ist hierbei nicht mit „Active Neutral Point Clamped“ (siehe u.a. [Brückner et al. 2005]) zu verwechseln.

D_{x4} gebildeten Zwei-Level-Halbbrücke, welche durch einen bidirektionalen Schalter bestehend aus den Halbleitern T_{x2} , D_{x2} , T_{x3} und D_{x3} derart erweitert wird, dass der Mittelpunkt M des Zwischenkreises auf den Wechselrichterausgang geschaltet werden kann. Infolgedessen lassen sich drei Spannungslevel, nämlich $+\frac{U_{DC}}{2}$, 0 und $-\frac{U_{DC}}{2}$ (vgl. Abbildung 4.2 (b)), erzeugen, sodass die äußeren Halbleiter T_{x1} , D_{x1} , T_{x4} und D_{x4} nur die Hälfte der Zwischenkreisspannung schalten müssen.

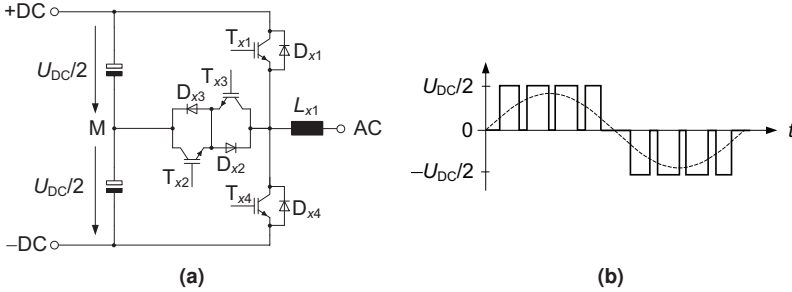


Abbildung 4.2: (a) Phasenzweig und (b) Spannungslevel einer BSNPC-Wechselrichterbrücke

Im Vergleich zu der B6-Topologie reduzieren sich somit die Schaltverluste im reinen Wirkleistungsbetrieb um die Hälfte [Zacharias 2009]. Auf der anderen Seite sind die Durchlassverluste aufgrund der Stromführung vom Zwischenkreis-Mittelpunkt M zum Netzanschluss AC über die jeweiligen zwei Halbleiter T_{x2}/D_{x2} bzw. T_{x3}/D_{x3} etwas höher als bei der B6-Wechselrichterbrücke. Allerdings können für diese Halbleiter 600 V-Bauelemente eingesetzt werden, welche einen geringeren Spannungsabfall in Vorwärtsrichtung als auch geringere Schaltverluste aufweisen. Alles in allem überwiegen bei der BSNPC-Topologie – trotz der im Vergleich zur B6-Topologie benötigten doppelten Anzahl an Halbleitern – die Vorteile hinsichtlich der Schaltverluste. Des Weiteren halbiert sich der maximale Stromrippel bei gleichbleibender Schaltfrequenz f_s und Filterinduktivität L_{x1} im Vergleich zu der B6-Topologie aufgrund der geringeren Spannungszeitfläche (vgl. Gleichungen (3.7) und (3.8)), wodurch die erzeugten Oberschwingungen oder im Umkehrschluss der Filteraufwand verringert werden kann.

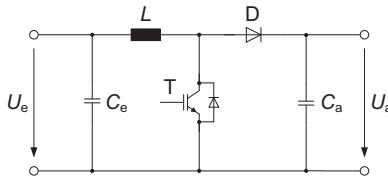


Abbildung 4.3: Hochsetzsteller-Topologie

Der Hochsetzsteller ist ein DC/DC-Konverter, mithilfe dessen eine Ausgangsspannung U_a erzeugt werden kann, die größer als die Eingangsspannung U_e ist (vgl. [Mohan et al. 2007]). Abbildung 4.3 zeigt das Schaltbild eines Hochsetzstellers. Hierbei stellen L die Drossel, T den Transistor und D die Diode des Hochsetzstellers dar, während die Ein- und Ausgangskapazitäten C_e und C_a der Spannungsstützung dienen. Hinsichtlich der Betriebsarten ist zwischen

dem *nicht lückenden* (engl. *Continuous Conduction Mode*) und *lückenden* (engl. *Discontinuous Conduction Mode*) Betrieb zu unterscheiden, je nachdem, ob der Strom durch die Induktivität kontinuierlich fließt oder während einer Schaltperiode zeitweise zu Null wird.

4.2 Verhaltensmodellierung

4.2.1 Prinzip und Annahmen der Modellierung

Für die Modellierung der *Wechselrichter-Topologien* wird die Abtastung einer Netzperiode T_{Netz} mit einer frei wählbaren Anzahl von Abtastschritten vorgenommen wie in Abbildung 4.4 verdeutlicht. Darauf aufbauend wird das Verhalten der Topologie für jeweils eine Schaltperiode T_S modelliert, wobei der Zeitpunkt t_k eines jeden Abtastschrittes als Beginn einer Schaltperiode definiert ist. Um alle Schaltzyklen innerhalb einer Netzperiode zu erfassen, sollte die Anzahl der Abtastschritte zu

$$N_{\text{smp}} \geq \frac{f_S}{f_{\text{Netz}}} \quad (4.1)$$

gewählt werden. Aus den Verläufen für die einzelnen, aufeinander folgenden Schaltperioden ergeben sich schließlich wiederum quasi-kontinuierliche Verläufe über eine Netzperiode. Bei der *Hochsetzsteller-Topologie* hingegen ist keine Abtastung über die Netzperiode notwendig, da alle Schaltperioden im stationären Fall identisch sind.

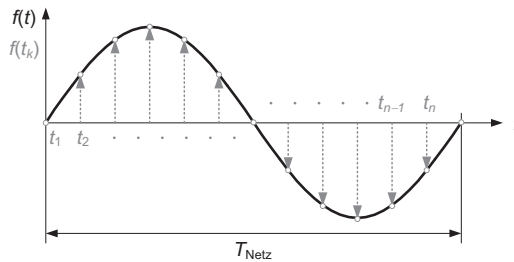


Abbildung 4.4: Prinzip der Abtastung einer Netzperiode T_{Netz}

Wie bereits in Kapitel 2 erläutert, basiert die Verhaltensmodellierung der Topologien auf analytischen Zusammenhängen, zu deren Aufstellung einige vereinfachende Annahmen getroffen werden müssen [Rigbers 2010]:

- Die Bauelemente sind ideal. Dies bedeutet insbesondere, dass ...
 - ... in den Halbleitern, Drosseln und Kondensatoren keine Verluste entstehen;
 - ... der Induktivitätsverlauf in Abhängigkeit des Stroms konstant ist;
 - ... Totzeiten bei den Halbleitern unberücksichtigt sind;
 - ... alle parasitären Kapazitäten und Induktivitäten vernachlässigt werden.
- Die Zwischenkreisspannung ist konstant. Für den Hochsetzsteller wird zudem die Eingangsspannung als konstant angenommen.

Zur Aufstellung des analytischen Verhaltensmodells sind folgende Schritte notwendig:

1. Berechnung von Ausgangsspannung und -strom;
2. Berechnung der modulierten Spannung und des Aussteuergrads;
3. Berechnung der Stromverläufe durch die Drosseln;
4. Berechnung der Ströme und Spannungen von den Halbleitern;
5. Berechnung der Ströme durch die Zwischenkreiskondensatoren.

4.2.2 Verhaltensmodellierung der B6-Topologie

Abbildung 4.5 zeigt das dreiphasige Schaltbild der B6-Wechselrichterbrücke, die über ein *LCLC*-Filter mit dem Netz verbunden ist. Unter der Voraussetzung eines symmetrischen Netzes sowie einer symmetrischen Modulation genügt zur Analyse der Topologie die Betrachtung von nur einem Phasenzweig. Das zugehörige Schaltbild ist Abbildung 4.6 zu entnehmen. Hierbei kennzeichnen $u_{WR,x}$ bzw. $u_{WR,50,x}$ die modulierte Wechselrichterspannung bzw. dessen Grundschwungsanteil und u_0 bzw. u_N repräsentieren die Spannung der Nullsequenz bzw. die Neutralpunktspannung. Darüber hinaus werden die einzelnen Phasen durch den Index $x = 1, 2, 3$ gekennzeichnet.

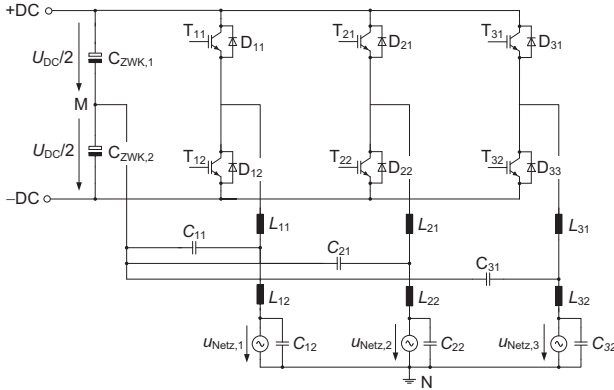


Abbildung 4.5: Dreiphasiges Schaltbild der B6-Wechselrichterbrücke mit *LCLC*-Filter

Für die Herleitung des Verhaltensmodells der B6-Topologie wird weiterhin aus dem einphasigen Schaltbild das in Abbildung 4.7 dargestellte Ersatzschaltbild abgeleitet, in welchem die Wechselrichterbrücke vereinfacht als Spannungsquelle $u_{WR,x}$ angenommen und über das *LCLC*-Filter mit dem Netz verbunden ist. Hierbei wird in dem Ersatzschaltbild nur die Grundschwingung $u_{WR,50,x}$ der modulierten Wechselrichterspannung berücksichtigt, d.h. alle höherfrequenten Anteile durch die Schaltvorgänge der Wechselrichterbrücke werden vernachlässigt.

Die Konfiguration der B6-Topologie ist durch die Nominalwerte des *LCLC*-Filters L_{x1} , L_{x2} , C_{x1} und C_{x2} sowie durch die Schaltfrequenz f_s und das Modulationsverfahren definiert. Demgegenüber bestimmen die Netzfrequenz f_{Netz} , die Zwischenkreisspannung U_{DC} , die Ausgangsspannung U_a (Leiter-Neutral-Spannung), die Ausgangsscheinleistung S_a des Gesamtwechselrichters

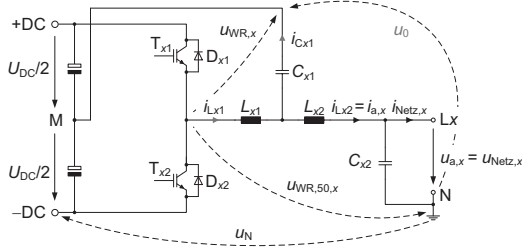
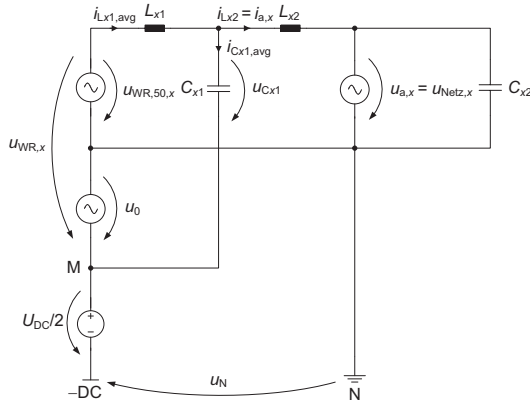
Abbildung 4.6: Einphasiges Schaltbild der B6-Wechselrichterbrücke mit *LCLC*-Filter

Abbildung 4.7: Einphasiges Ersatzschaltbild der B6-Topologie

sowie der Phasenwinkel φ_a zwischen Ausgangsspannung und -strom den jeweiligen Arbeitspunkt.

Berechnung von Ausgangsspannung und -strom

Wie Abbildung 4.7 entnommen werden kann, ist die Ausgangsspannung des Wechselrichters mit der Netzspannung gleichgesetzt und der zeitliche Verlauf kann für die einzelnen Phasen $x = 1, 2, 3$ zu

$$u_{a,x}(t) = \sqrt{2} U_a \cos(2\pi f_{\text{Netz}} t + \varphi_x) \quad (4.2)$$

ermittelt werden. Hierbei bezeichnet φ_x den Phasenverschiebungswinkel zwischen zwei Netzphasen mit

$$\varphi_1 = 0, \quad \varphi_2 = -\frac{2}{3}\pi, \quad \varphi_3 = -\frac{4}{3}\pi. \quad (4.3)$$

Der Ausgangsstrom bezeichnet hingegen im vorliegenden Fall nicht den Strom, der in das Netz eingespeist wird, sondern den Strom, den der Wechselrichter hinter den Filterelementen L_{x1} , C_{x1} und L_{x2} bereitstellen muss. Sein zeitlicher Verlauf berechnet sich zu

$$i_{a,x}(t) = \sqrt{2} I_a \cos(2\pi f_{\text{Netz}} t + \varphi_x - \varphi_{\text{WR}}), \quad (4.4)$$

wobei I_a den Effektivwert und φ_{WR} den Phasenwinkel des Ausgangsstromes gemäß der Gleichungen (4.5) und (4.6) darstellen.

$$I_a = \frac{S_{WR}}{3U_a} \quad (4.5)$$

$$\varphi_{WR} = \arccos\left(\frac{P_a}{S_{WR}}\right) \cdot \text{sign}(Q_a + Q_{C2}) \quad (4.6)$$

Die Scheinleistung S_{WR} , die sich auf die bereit gestellte Scheinleistung hinter dem *LCL*-Filter bezieht, ergibt sich dabei mithilfe den in das Netz abgegebenen Wirk- und Blindleistungen P_a bzw. Q_a sowie der von der Filterkapazität C_{x2} benötigten Blindleistung Q_{C2} zu:

$$S_{WR} = \sqrt{P_a^2 + (Q_a + Q_{C2})^2} \quad (4.7)$$

mit

$$P_a = S_a \cos(\varphi_a) \quad (4.8)$$

$$Q_a = S_a \sin(\varphi_a) \quad (4.9)$$

$$Q_{C2} = -3 \cdot 2\pi f_{\text{Netz}} C_2 U_a^2. \quad (4.10)$$

Berechnung der modulierten Spannung und des Aussteuergrads

Die modulierte Spannung der Wechselrichterbrücke $u_{WR,x}$ setzt sich aus dem Grundschnwingungsanteil $u_{WR,50,x}$ und der Nullsequenz u_0 zusammen (vgl. Abbildung 4.7):

$$u_{WR,x}(t) = u_{WR,50,x}(t) + u_0(t). \quad (4.11)$$

Um $u_{WR,x}(t)$ zu berechnen, wird zunächst der Grundschnwingungsanteil $u_{WR,50,x}(t)$ ermittelt, für den sich unter Berücksichtigung des Ersatzschaltbildes gemäß Abbildung 4.7 die folgende Gleichung ergibt:

$$u_{WR,50,x}(t) = u_{a,x}(t) + L_{x1} \frac{di_{Lx1}}{dt}(t) + L_{x2} \frac{di_{Lx2}}{dt}(t). \quad (4.12)$$

Durch die weitere Auswertung der Maschen- und Knotengleichungen in Abbildung 4.7 kann für Gleichung (4.12) geschrieben werden:

$$\begin{aligned} u_{WR,50,x}(t) = & u_{a,x}(t) + L_{x1} C_{x1} \left(\frac{d^2 u_{a,x}(t)}{dt^2} + \frac{d^2 u_0(t)}{dt^2} \right) \\ & + L_{x1} L_{x2} C_{x1} \frac{d^3 i_{a,x}(t)}{dt^3} + (L_{x1} + L_{x2}) \frac{di_{a,x}(t)}{dt}. \end{aligned} \quad (4.13)$$

Die Nullsequenz $u_0(t)$ ist dagegen von dem angewendeten Modulationsverfahren abhängig. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wird die sog. *Raumzeigermodulation* (engl. *Space Vector Modulation*, kurz *SVM*) angewendet, dessen Prinzip in Abbildung 4.8 dargestellt ist. Mithilfe dieser Modulationsart lässt sich ein Modulationsindex M_i von bis zu $\frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1,15$ realisieren und damit die Spannungsausnutzung bei sinusförmigen Sollspannungen um etwa 15% erhöhen [Reinold 1995], sodass der Zwischenkreis für eine niedrigere Spannung ausgelegt werden kann. Die Nullsequenz für Raumzeigermodulation lautet [Reinold 1995]:

$$u_{0,SVM} = -\frac{1}{2} (u_{WR,50,\max} + u_{WR,50,\min}), \quad (4.14)$$

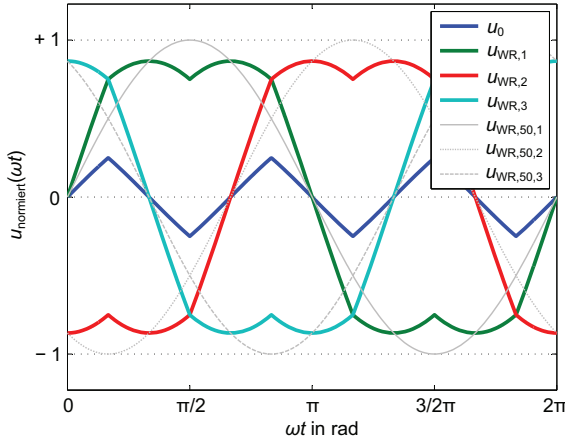


Abbildung 4.8: Veranschaulichung der Raumzeigermodulation mit auf $\hat{U}_{WR,50,x}$ normierten Größen

wobei

$$u_{WR,50,max} = \max(u_{WR,50,1}, u_{WR,50,2}, u_{WR,50,3}) \quad (4.15)$$

und

$$u_{WR,50,min} = \min(u_{WR,50,1}, u_{WR,50,2}, u_{WR,50,3}). \quad (4.16)$$

Die Neutralpunktspannung ergibt sich im Fall der Raumzeigermodulation mit

$$u_N = u_0 + \frac{U_{DC}}{2} \quad (4.17)$$

(vgl. Abbildung 4.7) zu:

$$u_{N,SVM} = \frac{U_{DC}}{2} - \frac{1}{2}(u_{WR,50,max} + u_{WR,50,min}). \quad (4.18)$$

Mit der Kenntnis der modulierten Spannung kann der Aussteuergrad $a_{Sx,k}$ des Wechselrichters berechnet werden, welcher für die Ansteuerung der Schaltelemente ausschlaggebend ist. Der Aussteuergrad wird jeweils zu Beginn einer Schaltperiode berechnet und lautet für den Fall der bipolaren Taktung zwischen positiver und negativer Eingangsspannung $\frac{U_{DC}}{2}$:

$$u_{WR,x}(t_k) = a_{Sx,k} \frac{U_{DC}}{2} + (1 - a_{Sx,k}) \left(-\frac{U_{DC}}{2} \right) \iff a_{Sx,k} = \frac{u_{WR,x}(t_k)}{U_{DC}} + \frac{1}{2}. \quad (4.19)$$

Unter Berücksichtigung der Gleichungen (4.11) und (4.17) kann für Gleichung (4.19) weiterhin geschrieben werden:

$$a_{Sx,k} = \frac{u_{WR,50,x}(t_k) + u_N(t_k)}{U_{DC}}. \quad (4.20)$$

Berechnung der Stromverläufe durch die Drosseln

Der Stromverlauf der Filterinduktivität L_{x1} lässt sich durch die Umhüllenden $i_{L,\min,k}$ und $i_{L,\max,k}$ einer jeden Schaltperiode beschreiben:

$$i_{Lx1,\min,k} = i_{Lx1,\text{avg}}(t_k) - \frac{1}{2} \Delta i_{Lx1,k} \quad (4.21)$$

$$i_{Lx1,\max,k} = i_{Lx1,\text{avg}}(t_k) + \frac{1}{2} \Delta i_{Lx1,k}. \quad (4.22)$$

Zur Berechnung der Umhüllenden müssen der Rippel $\Delta i_{Lx1,k}$ sowie der Kurzzeitmittelwert $i_{Lx1,\text{avg},k}$ des Drosselstroms bekannt sein. Der Stromrippel ergibt sich zu:

$$\Delta i_{Lx1,k} = \frac{a_{Sx,k} T_S (U_{DC} - 2u_{Cx1}(t_k))}{2L_{x1}}. \quad (4.23)$$

Mit

$$u_{Cx1}(t_k) = L_{x2} \frac{di_{a,x}(t_k)}{dt} + u_{a,x}(t_k) + u_0(t_k) \quad (4.24)$$

folgt für Gleichung (4.23):

$$\Delta i_{Lx1,k} = \frac{a_{Sx,k} T_S}{L_{x1}} \left(\frac{U_{DC}}{2} - L_{x2} \frac{di_{a,x}(t_k)}{dt} - u_{a,x}(t_k) - u_0(t_k) \right). \quad (4.25)$$

Der Kurzzeitmittelwert kann zu

$$i_{Lx1,\text{avg},k} = i_{Cx1,\text{avg}}(t_k) + i_{a,x}(t_k) \quad (4.26)$$

berechnet werden, wobei sich mit

$$i_{Cx1,\text{avg}}(t_k) = C_{x1} \frac{du_{Cx1}(t_k)}{dt} = C_{x1} \frac{d}{dt} \left(u_{a,x}(t_k) + u_0(t_k) + L_{x2} \frac{di_{a,x}(t_k)}{dt} \right) \quad (4.27)$$

für Gleichung (4.26)

$$i_{Lx1,\text{avg},k} = C_{x1} \frac{du_{a,x}(t_k)}{dt} + C_{x1} \frac{du_0(t_k)}{dt} + L_{x2} C_{x1} \frac{d^2 i_{a,x}(t_k)}{dt^2} + i_{a,x}(t_k) \quad (4.28)$$

ergibt. Der zeitliche Verlauf des rippelbehafteten Drosselstroms kann schließlich aus den Umhüllenden sowie dem Aussteuergrad rekonstruiert werden. Dabei wird dem Stromverlauf zu Beginn der Schaltperiode t_k der Wert auf der unteren Umhüllenden und zum Umschaltzeitpunkt t_{k+1} der Wert auf der oberen Umhüllenden zugewiesen; die nächste Schaltperiode beginnt bei t_{k+2} :

$$i_{Lx1,k} = i_{L,\min}(t_k) \quad (4.29)$$

$$i_{Lx1,k+1} = i_{L,\max}(t_{k+1}) \quad \text{mit} \quad t_{k+1} = t_k + a_{Sx,k}(t_k) T_S(t_k) \quad (4.30)$$

Des Weiteren lässt sich der Kurzzeiteffektivwert des Drosselstroms durch die erste Filterinduktivität mithilfe der durch die Gleichungen (4.49), (A.39), (A.41) und (A.43) beschriebenen Kurzzeiteffektivwerte der Schalter- und Diodenströme berechnen:

$$i_{Lx1,\text{rms},k} = \sqrt{\sum_{j=1}^2 \left(i_{Txj,\text{rms},k}^2 + i_{Dxj,\text{rms},k}^2 \right)}. \quad (4.31)$$

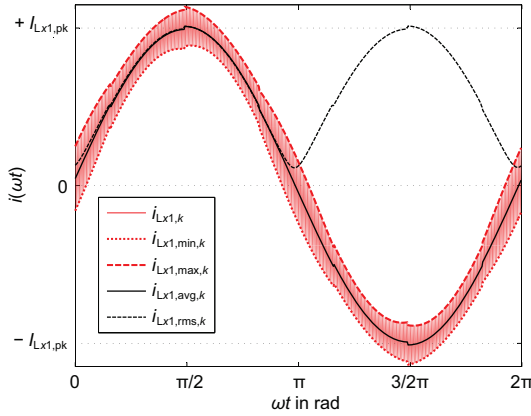


Abbildung 4.9: Stromverläufe durch die Filterinduktivität L_{x1} der B6-Topologie

Abbildung 4.9 zeigt exemplarisch die verschiedenen Stromgrößen der Filterinduktivität L_{x1} .

Für die Berechnung der Wicklungsverluste werden darüber hinaus die Effektivwerte der einzelnen Stromharmonischen benötigt. Zu diesem Zweck werden die rekonstruierten Stromverläufe zunächst unter Anwendung von linearer Interpolation abgetastet, um eine entsprechend hohe Auflösung zu erhalten. Die Stromharmonischen können dann mit dem in *MATLAB* bereit gestellten FFT-Algorithmus gewonnen werden. Bei der Betrachtung der Drosselstromverläufe für den Umfang einer Netzperiode ergibt sich ein komplexwertiges Frequenzspektrum mit der Auflösung der Netzfrequenz, wobei der Frequenzbereich durch die Anzahl der Abtastschritte $N_{\text{FFT,smp}}$ bestimmt wird (vgl.[Gruber 2010]):

$$j = -\left(\frac{N_{\text{FFT,smp}}}{2} - 1\right), \dots, -1, 0, 1, \dots, \left(\frac{N_{\text{FFT,smp}}}{2} - 1\right) \quad (4.32)$$

$$f_j = j \cdot f_{\text{Netz}} \quad (4.33)$$

$$\dot{i}_{Lx1,\text{FFT}}(f_j) = \frac{1}{N_{\text{FFT,smp}}} \text{FFT}(\dot{i}_{L,\text{smp}}) \quad (4.34)$$

Die reellwertigen Effektivwerte der einzelnen Stromharmonischen resultieren gemäß der folgenden Berechnungsvorschrift:

$$I_{Lx1,\text{rms}}(f_j) = \begin{cases} \frac{1}{2} \dot{i}_{Lx1,\text{FFT}}(f_j) & \text{für } j = 0 \\ \sqrt{2} |\dot{i}_{Lx1,\text{FFT}}(f_j)| & \text{für } 1 \leq j \leq \frac{N_{\text{FFT,smp}}}{2} - 1. \end{cases} \quad (4.35)$$

Bei der netzseitigen Filterinduktivität L_{x2} wird eine ideale Wirkung des *LCL*-Filters angenommen, sodass der Drosselstrom $\dot{i}_{Lx2}(t)$ dem Ausgangsstrom $i_{a,x}(t)$ entspricht:

$$\dot{i}_{Lx2}(t) = i_{a,x}(t). \quad (4.36)$$

Die Kurzzeitgrößen des Stromes durch die Drossel L_{x2} betragen:

$$\dot{i}_{Lx2,\text{avg},k} = \sqrt{2} I_a \cdot \cos(\omega t + \varphi_x - \varphi_{\text{WR}}) \quad (4.37)$$

$$i_{Lx2,rms,k} = \sqrt{2} I_a \cdot |\cos(\omega t + \varphi_r - \varphi_{WR})|. \quad (4.38)$$

Unter der Voraussetzung, dass die Schaltfrequenz f_S wesentlich größer als die Netzfrequenz f_{Netz} ist, können der *netzperiodenbezogene* Mittel- und Effektivwert wie folgt ermittelt werden:

$$I_{X,avg} = \frac{1}{N_{\text{smp}}} \sum_{k=1}^{N_{\text{smp}}} i_{X,avg,k} \quad (4.39)$$

$$I_{X,rms} = \sqrt{\frac{1}{N_{\text{smp}}} \sum_{k=1}^{N_{\text{smp}}} (i_{X,rms,k})^2}. \quad (4.40)$$

Berechnung der Ströme und Spannungen der Halbleiter

Die B6-Topologie umfasst zwei Schaltzellen, wobei sich eine Schaltzelle jeweils aus einem Transistor und einer komplementären Diode zusammensetzt. Im vorliegenden Fall besteht die Schaltzelle S_{x1} aus dem Transistor T_{x1} sowie der Diode D_{x2} und die Schaltzelle S_{x2} aus T_{x2} sowie D_{x1} .

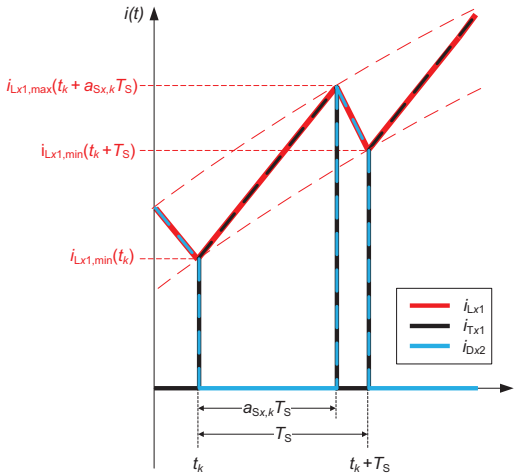


Abbildung 4.10: Stromverlauf durch Elemente L_{x1} , T_{x1} bzw. D_{x2} während einer Schaltperiode bei positiver Aussteuerung nach [Gruber 2010]

Der Strom durch ein Schaltelement, d.h. durch einen Transistor oder eine Diode, innerhalb einer Schaltperiode gleicht einem Trapez, welches durch die Stromwerte im Ein- bzw. Ausschaltmoment sowie durch die Dauer der jeweiligen Leitphasen charakterisiert ist. Abbildung 4.10 zeigt die Stromverläufe durch die Schaltzelle S_{x1} und die Drossel L_{x1} . Im Folgenden werden die Verhältnisse exemplarisch anhand des Transistors T_{x1} hergeleitet. Die Gleichungen für die übrigen Schaltelemente sind in Anhang A.5 aufgeführt.

Wie Abbildung 4.10 zu entnehmen ist, liegen die Stromwerte der Schaltelemente in den Schaltmomenten entweder auf den Umhüllenden $i_{Lx1,min,k}$ und $i_{Lx1,max,k}$ der Drossel L_{x1} oder sie betragen Null. Zur Vereinfachung der nachfolgenden Rechnungen werden die Umhüllenden in ihre Verläufe für den negativen (n) und positiven (p) Strombereich aufgeteilt:

$$i_{Lx1,min,n}(t) = \min(i_{Lx1,min}, 0) \quad \text{und} \quad i_{Lx1,min,p}(t) = \max(i_{Lx1,min}, 0) \quad (4.41)$$

$$i_{Lx1,max,n}(t) = \min(i_{Lx1,max}, 0) \quad \text{und} \quad i_{Lx1,max,p}(t) = \max(i_{Lx1,max}, 0). \quad (4.42)$$

Leitphasen der Schaltelemente

Abbildung 4.11 zeigt die Leitphasen des Transistors T_{x1} und der Diode D_{x2} beim Übergang vom negativen zum positiven Strombereich sowie positiver Aussteuerung. Unter Anwendung des Strahlensatzes kann die Leitphase von T_{x1} ermittelt werden:

$$a_{Tx1,k} = a_{Sx,k} \frac{i_{Lx1,max,p}(t_k + a_{Sx,k} T_S)}{i_{Lx1,max,p}(t_k + a_{Sx,k} T_S) - i_{Lx1,min,n}(t_k)}. \quad (4.43)$$

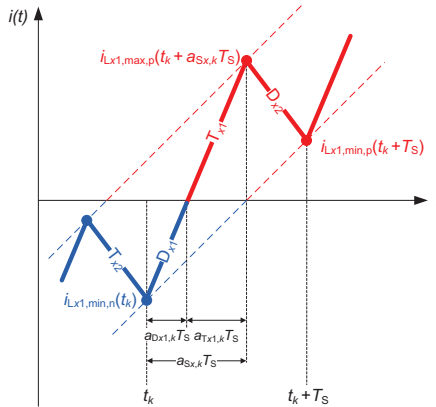


Abbildung 4.11: Leitphasen von T_{x1} und D_{x2} beim Übergang vom negativen zum positiven Strombereich und positiver Aussteuerung nach [Gruber 2010]

Ströme und Spannungen in den Schaltmomenten

Die Ein- und Ausschaltströme ergeben sich zu:

$$i_{Tx1,ein,k} = \begin{cases} i_{Lx1,min,p}(t_k) & \text{für } a_{Tx1,k} \geq 0 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (4.44)$$

$$i_{Tx1,aus,k} = \begin{cases} i_{Lx1,max,p}(t_k + a_{Sx,k}T_s) & \text{für } a_{Tx1,k} \geq 0 \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (4.45)$$

Bei den Schalthandlungen liegt, wie in Abschnitt 4.1 erläutert, jeweils die gesamte Zwischenkreisspannung an den Halbleitern an, sodass sich für T_{x1} ergibt:

$$u_{Tx1,ein,k} = \begin{cases} U_{DC} & \text{für } i_{Tx1,ein,k} > 0 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (4.46)$$

$$u_{Tx1,aus,k} = \begin{cases} U_{DC} & \text{für } i_{Tx1,aus,k} > 0 \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (4.47)$$

Mittel- und Effektivwerte der Schalterströme

Mittels den in Anhang A.4 hergeleiteten Gleichungen lassen sich die Kurzzeitgrößen der Ströme des Transistors T_{x1} ermitteln:

$$i_{Tx1,avg,k} = \frac{1}{2} (i_{Lx1,max,p}(t_k + a_{Tx1,k}T_s) + i_{Lx1,min,p}(t_k)) \cdot a_{Tx1,k} \quad (4.48)$$

$$i_{Tx1,rms,k} = \sqrt{\frac{a_{Tx1,k} [i_{Lx1,max,p}(t_k + a_{Tx1,k}T_s) i_{Lx1,min,p}(t_k)]}{+ \frac{1}{3} (i_{Lx1,max,p}(t_k + a_{Tx1,k}T_s) - i_{Lx1,min,p}(t_k))^2}} \quad (4.49)$$

Auch hier ergeben sich die netzperiodenbezogenen Mittel- und Effektivwerte durch die Auswertung der Gleichungen (4.39) und (4.40).

Berechnung der Ströme durch die Zwischenkreiskondensatoren

Neben den Drosseln und Halbleitern haben die Zwischenkreiskondensatoren einen nicht zu vernachlässigenden Einfluss auf die Performance des Konverters. Durch die Schalthandlungen der Wechselrichterbrücke wird der Zwischenkreis mit Stromharmonischen belastet. Die genaue Ermittlung dieser Stromharmonischen ist für die Auslegung der Zwischenkreiskondensatoren relevant, da deren Lebensdauer und Verluste durch den Serienersatzwiderstand R_{ESR} beeinflusst werden, welcher seinerseits eine starke Frequenzabhängigkeit aufweist.

Da die Verschiebung der drei Phasen maßgeblich für die Zwischenkreisbelastungen ist, müssen im Gegensatz zu den vorherigen Betrachtungen nun alle drei Phasen berücksichtigt werden. Die Strombelastung der Zwischenkreiskondensatoren $C_{ZWK,1}$ und $C_{ZWK,2}$ ergibt sich aus der Differenz der Ein- und Ausgangsströme I_{DC} und i_p bzw. i_N . Der Gleichstrom I_{DC} am Eingang des Konverters wird als konstant angenommen, sodass die Strombelastung der Kondensatoren von dem Verlauf der Ströme i_p bzw. i_N im positiven bzw. negativen Pfad des Konverters abhängt.

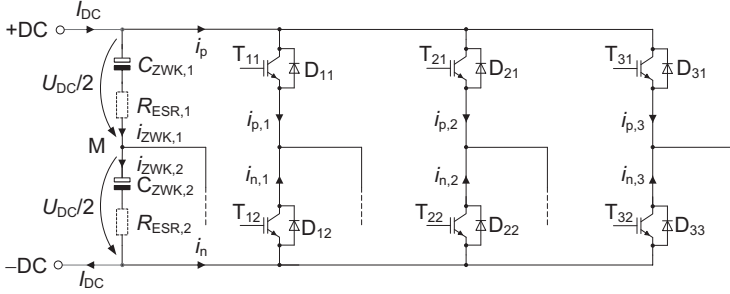


Abbildung 4.12: Zur Berechnung der Zwischenkreisströme $i_{ZWK,1}$ und $i_{ZWK,2}$ der B6-Topologie

Die Ströme $i_{ZWK,1}$ bzw. $i_{ZWK,2}$ durch die obere bzw. untere Zwischenkreishälfte ergeben sich somit allgemein zu:

$$i_{ZWK,1} = I_{DC} - i_p = I_{DC} - (i_{p,1} + i_{p,2} + i_{p,3}) \quad (4.50)$$

$$i_{ZWK,2} = I_{DC} - i_n = I_{DC} - (i_{n,1} + i_{n,2} + i_{n,3}), \quad (4.51)$$

wobei $i_{p,x}$ bzw. $i_{n,x}$ die Ströme durch die oberen bzw. unteren Schalter der jeweiligen Phase x kennzeichnen (vgl. Abbildung 4.12). Der Eingangsstrom kann mittels

$$I_{DC} = \frac{P_a}{U_{DC}} \quad (4.52)$$

berechnet werden und der Verlauf der Schalterströme $i_{p,x}$ und $i_{n,x}$ wird für die jeweilige Schaltperiode anhand der Schaltzeitpunkte sowie der Ein- und Ausschaltströme ermittelt. Dabei wird angenommen, dass für die einzelnen Phasen *symmetrische* (engl. *center-aligned*) *PWM-Signale* erzeugt werden. Exemplarisch ist der Stromverlauf durch die obere Zwischenkreishälfte in Abbildung 4.13 dargestellt.

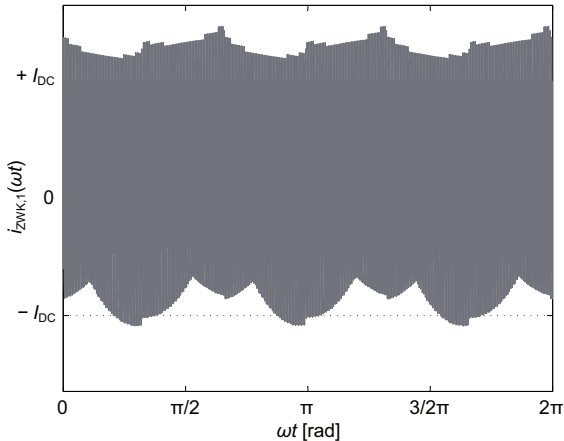


Abbildung 4.13: Verlauf des Zwischenkreisstroms $i_{ZWK,1}$

Um die Schalterströme der einzelnen Phasen addieren zu können und eine hohe Auflösung der Stromharmonischen zu erreichen, werden für die erstgenannten abgetastete Verläufe unter Anwendung von linearer Interpolation erzeugt. Es ergeben sich die ebenfalls in abgetasteter Form vorliegenden Zwischenkreisströme $i_{\text{ZWK},q,\text{smp}}$, wobei $q = 1, 2$ die entsprechende Zwischenkreishälfte kennzeichnet. Die Effektivwerte der Stromharmonischen können analog zu der Vorgehensweise bei den Drosseln (siehe Gleichungen (4.32) bis (4.35)) ermittelt werden:

$$I_{\text{ZWK},q,\text{rms}}(f_j) = \begin{cases} \frac{1}{2} i_{\text{ZWK},q,\text{FFT}}(f_j) & \text{für } j = 0 \\ \sqrt{2} |i_{\text{ZWK},q,\text{FFT}}(f_j)| & \text{für } 1 \leq j \leq \frac{N_{\text{FFT},\text{smp}}}{2} - 1. \end{cases} \quad (4.53)$$

5 Verlustleistungsmodellierung der Bauelemente

5.1 Drosseln

Drosseln spielen in der Leistungselektronik eine wichtige Rolle, da sie die Funktion und den Wirkungsgrad einer leistungselektronischen Schaltung maßgeblich beeinflussen. Im Gegensatz zu den Halbleitern, die i.d.R. als diskrete Bauelemente vorliegen, ist bei den Drosseln ein individuelles Design für die jeweilige Applikation notwendig. Die Wahl des Kernmaterials, der Kernbauform und der Wicklungsart sowie die Ausführung des Luftspalts stellen eine Vielzahl von Parametern dar, welche direkten Einfluss auf die Qualität des Bauelementes und damit auch auf die der Schaltung haben.

Im Folgenden wird eine Vorgehensweise zur Auslegung und Verlustleistungsberechnung von Drosseln dargelegt. Dazu gibt der erste Abschnitt zunächst einen Überblick zu den in der Leistungselektronik eingesetzten Kern- und Wicklungsmaterialien. Die weiteren Abschnitte erläutern die im Kernmaterial und den Wicklungen auftretenden Verlustmechanismen, deren Berechnungsmethoden, das zugrunde gelegte thermische Modell sowie schließlich das implementierte Auslegungs- und Verlustberechnungsverfahren.

5.1.1 Übersicht zu den eingesetzten Materialien

5.1.1.1 Kernmaterialien und -bauformen

Nach den gängigen Modellvorstellungen existieren Magnete nicht als eigenständige Materie, sondern nur in der Form von Kreisströmen, welche wiederum den Aufbau eines Magnetfeldes bewirken. Die Kreisströme bzw. magnetischen Momente werden hierbei durch die Rotation der negativ geladenen Elektronen um sich selbst und den positiv geladenen Atomkern hervorgerufen. Schließlich überlagern sich die in der Atomhülle auftretenden Momente zu einem magnetischen Gesamtmoment, wobei die Überlagerung je nach Stoff unterschiedlich erfolgt und grundsätzlich zwischen vier Arten des Magnetismus, dem *Dia-*, *Para-*, *Ferro-* und *Ferrimagnetismus*, unterschieden werden kann [Michalowsky und Schneider 2006].

Während *dia-* und *paramagnetische* Materialien bei Anlegen eines externen Magnetfeldes unmagnetisch bzw. nur schwach magnetisch sind, liegt bei *ferromagnetischen* Materialien eine Wechselwirkung von benachbarten Atomen in einer Weise vor, als dass die magnetischen Momente dieser Atome auch ohne Einwirkung eines äußeren Feldes in begrenzten Bereichen, sogenannten „Weisschen Bezirken“, parallel ausgerichtet sind. Beim Anlegen eines externen Magnetfeldes vergrößern sich die Weisschen Bezirke in gleicher Richtung zu dem externen Feld und es resultiert eine Verstärkung des Feldes. Auch bei *ferrimagnetischen* Materialien überla-

gern sich die magnetischen Momente derart, dass eine Magnetisierung in ähnlicher Weise wie bei den ferromagnetischen Stoffen resultiert, die allerdings deutlich schwächer ist.

Ihre Magnetisierbarkeit macht ferro- und ferrimagnetische Materialien für technische Anwendungen interessant. Hierbei kann die Vielzahl der ferro- und ferrimagnetischen Materialien in die *weich-* und *hartmagnetischen* Materialien eingeteilt werden. Weichmagnetische Materialien zeichnen sich durch ihre geringe Koerzitivfeldstärke H_c ($< 1000 \frac{A}{m}$) aus, sodass sie sich entsprechend einfach und mit geringen Verlusten auf- und abmagnetisieren lassen. Hartmagnetische Materialien hingegen weisen eine hohe Koerzitivfeldstärke auf und sind somit schwer auf- und abmagnetisierbar. In der Leistungselektronik sind vorwiegend weichmagnetische Materialien aufgrund ihrer verlustarmen Energiewandlung von Bedeutung. Der überwiegende Teil der weichmagnetischen Materialien ist seit über 50 Jahren bekannt, wie Abbildung 5.1 entnommen werden kann, und wird industriell gefertigt – eine Ausnahme bilden hierbei die amorphen Materialien und nanokristallinen Materialien, welche auch als „metallische Gläser“ bezeichnet werden und erst seit den 1970er Jahren technisch nutzbar sind.

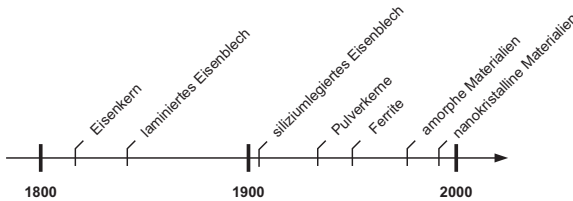


Abbildung 5.1: Entwicklung der weichmagnetischen Materialien nach [Van den Bossche und Valchev 2005]

Weichmagnetische Werkstoffe lassen sich wiederum in *metallische*, *oxidische* und *polymer gebundene metallische* bzw. *oxidische* Kernmaterialien unterteilen. Im Folgenden werden die Besonderheiten der in Abbildung 5.2 hervorgehobenen Kernmaterialien betrachtet – Elektrolebche als auch Nickel-Eisen- (Ni-Fe) oder Cobalt-Eisen- (Co-Fe) Legierungen werden dagegen aufgrund zu hoher Verluste bzw. zu hoher Kosten bei PV-Wechselrichtern im mittleren Leistungsbereich nur in Ausnahmen eingesetzt, sodass diese in den nachstehenden Betrachtungen außer Acht bleiben.

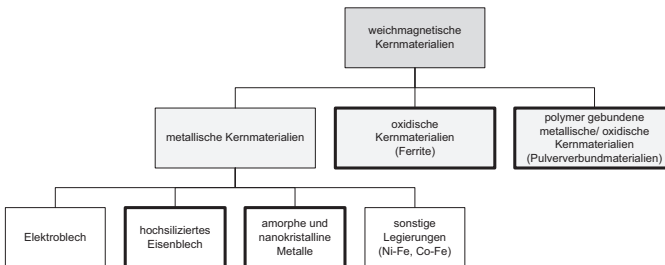


Abbildung 5.2: Klassifizierung weichmagnetischer Materialien

Hochsiliziertes Eisenblech Siliziumhaltige Eisenlegierungen werden bereits seit über 100 Jahren genutzt. Das Hinzufügen von Silizium (Si) bringt den Vorteil mit sich, dass der spezifische elektrische Widerstand ansteigt und so die Wirbelstromverluste in dem Material abnehmen. Des Weiteren nimmt die Magnetostriktion ab, sodass die Ausdehnung des Materials und folglich die Geräuschemission geringer wird. Im Gegenzug nimmt allerdings die Sättigungsflussdichte ab und das Material wird mit steigendem Siliziumanteil spröde. Die letztgenannte Eigenschaft führt dazu, dass die Obergrenze des Siliziumanteils bei einem konventionellen Herstellprozess etwa 3,25% beträgt. Mit besonderen Verfahren, wie beispielsweise dem Aufbringen von Silizium auf bereits vorsiliziertes Eisenblech mithilfe der chemischen Gasphasenabscheidung, kann der Siliziumanteil auf 6,5% gesteigert werden [JFE Steel 2003].

Amorphe und nanokristalline Metalle In den 1960er Jahren wurden die amorphen Metalle entdeckt, welche sich dadurch auszeichnen, dass die flüssigen Legierungen beim raschen Abkühlen keine Kristallstruktur ausbilden. Der Durchbruch für amorphe Metalle gelang allerdings erst durch die kontinuierliche Herstellung von dünnen Bändern, wodurch die Nutzung im technischen Maßstab möglich wurde [Boll 1990]. Amorphe Metalle werden aus Fe-Ni-Co-Legierungen hergestellt, denen glasbildende Elemente wie Bor (B) und Silizium hinzugefügt sind. Die am häufigsten verbreitete Herstellungsmethode ist das sog. Schmelzspinnverfahren (engl. *melt-spinning technology*): Hierbei wird, wie in [Vacuumschmelze 2010] gezeigt, die Schmelze mittels einer Keramikdüse auf eine wassergekühlte, schnell drehende Walze gespritzt. Aufgrund der hohen Abkühlrate von etwa $10^6 \frac{\text{K}}{\text{s}}$, welche einer Abkühlung von 1400°C auf 400°C in 1 ms entspricht und mit Gießgeschwindigkeiten von $100 \frac{\text{km}}{\text{h}}$ erreicht wird, tritt eine Rascherstarrung der Schmelze ein. Es entsteht ein amorphes Band, dessen Banddicke allerdings durch die hohe Abkühlrate auf 20 – 50 µm begrenzt ist. Um die magnetischen Eigenschaften einzustellen, werden die amorphen Bänder wärmebehandelt.

Nanokristallinen Metalle stellen eine Weiterentwicklung der amorphen Bänder dar, wobei der amorphen Legierung kleine Mengen an Kupfer (Cu) und Niob (Nb) hinzugefügt werden, um das Wachsen der Kristalle zu vermeiden. Auch hier findet wie bei den amorphen Metallen eine Wärmebehandlung statt.

Amorphe und nanokristalline Metalle zeichnen sich durch ihre weitreichende Temperaturunabhängigkeit aus, sodass sich die Sättigungsinduktion sowie die Permeabilität auch oberhalb von 100°C nur in geringem Maße ändern. Nachteilig bei amorphen und nanokristallinen Bändern ist ihre Sprödigkeit und Empfindlichkeit gegenüber mechanischen Spannungen, infolge derer die Bänder in Schutztröge eingebracht werden.

Oxidische Kernmaterialien (Ferrite) sind keramische Werkstoffe, die aus Eisenoxid (Fe_2O_3) und Zusätzen aus Mangan (Mn), Nickel (Ni) oder Zink (Zn) hergestellt werden. Die industrielle Fertigung von Ferriten fand erstmalig in 1948 statt [Cullity und Graham 2009]. Charakteristisch für Ferrite ist ihr hoher spezifischer elektrischer Widerstand, sodass die elektrische Leitfähigkeit gegenüber Eisen um etwa 10 Größenordnungen geringer ist und entsprechend die im Material auftretenden Wirbelstromverluste vernachlässigbar sind. Die Kernverluste sind so gering, dass ein Einsatz von Ferritmaterialien auch im hohen Frequenzbereich möglich ist. Des Weiteren ist ihre geringe Dichte von $3 - 5 \frac{\text{g}}{\text{cm}^3}$ hervorzuheben. Aufgrund der Herstellung im Sinter-Verfahren ist zudem eine hohe Vielfalt der Kerngeometrien gegeben. Zu den Nachteilen der Ferrite zählen ihre geringe Sättigungs-

flussdichte von maximal 0,5 T, ihre starke Temperaturabhängigkeit, die Empfindlichkeit gegen mechanische Beanspruchung sowie die Bruchgefahr aufgrund ihrer Sprödigkeit.

Pulververbundmaterialien bestehen aus metallischen oder oxidischen Pulvern, welche isoliert und mit Bindemitteln verpresst werden. Ein Vorteil der Pulverkerne ist, dass der elektrische Widerstand in allen drei Dimensionen und nicht nur eindimensional wie bei Blechen oder Bändern wirkt. Weiterhin verhalten sich die Isolierschichten der einzelnen Pulverteilchen wie Luftspalte, die über das ganze Volumen verteilt sind, sodass die Luftspaltverluste gegenüber einem konzentrierten Luftspalt gering gehalten werden. Zusätzlich bewirken die verteilten Luftspalte eine große Scherung, die eine lineare Magnetisierungskurve als auch eine konstante Permeabilität bedingt. Den genannten Eigenschaften steht allerdings der Nachteil entgegen, dass die effektive Permeabilität durch die Scherung stark herunter gesetzt wird und typischerweise im Bereich von 5 bis 100 liegt.

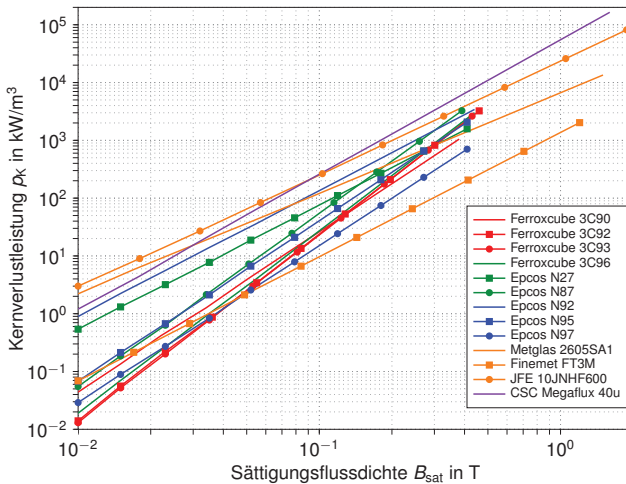


Abbildung 5.3: Verlustleistungsdiagramm verschiedener Kernmaterialien bei einer Magnetisierungsfrequenz von 25 kHz, einer Kerntemperatur von 100°C und sinusförmiger Aussteuerung nach Herstellerangaben (vgl. Tabelle A.1)

Für den Vergleich von Kernmaterialien hat sich die Vorgehensweise etabliert, die spezifischen Kernverluste des jeweiligen Materials in Abhängigkeit der Sättigungsflussdichte bei festgesetzter Frequenz aufzutragen. Hierbei werden die Achsen doppelt logarithmisch dargestellt. Abbildung 5.3 zeigt exemplarisch die Verluste unterschiedlicher Kernmaterialien basierend auf den Daten in Anhang A.6 bei einer Magnetisierungsfrequenz von 25 kHz, einer Kerntemperatur von 100°C und sinusförmiger Aussteuerung.

Neben der Vielzahl an weichmagnetischen Kernmaterialien gibt es eine Fülle an verschiedenen Kernbauformen, in denen die Materialien prinzipiell ausgeführt werden können. Ferrite weisen hierbei aufgrund ihres Herstellverfahrens die größte Bandbreite an Kerngeometrien auf, während die Formgebung bei den Elektroblechen und metallischen Gläsern eingeschränkt ist. Zu

den verbreitetsten Kernbauformen gehören Ring-, E-, C- und I- bzw. Blockkerne (vgl. [McLymann 2004]). Weitere Kernbauformen sind ETD-, PQ-, RM- oder P-Kerne, die als Ferrite oder wie letztere als Pulverkerne erhältlich sind.

5.1.1.2 Wicklungsmaterialien und -arten

Bei induktiven Bauelementen für PV-Wechselrichter im mittleren Leistungsbereich werden standardmäßig Wicklungen aus Kupfer eingesetzt, da Kupfer nach Silber die besten Eigenschaften hinsichtlich der elektrischen und thermischen Leitfähigkeit bietet. Der Rohstoffpreis von Kupfer pro Kilogramm ist, wie Abbildung 5.4 (a) zeigt, in den letzten 10 Jahren aufgrund der hohen Nachfrage etwa um den Faktor 7 gestiegen. Auch trotz des seit März 2012 anhaltenden Abwärtstrends ist weiterhin mit hohen Preisen zu rechnen [Kupferpreis-Info 2012]. Da die Kostenreduzierung bei PV-Wechselrichtern wie eingangs erwähnt eine primäre Anforderung für Neuentwicklungen darstellt, ist die Evaluierung von alternativen Leiterwerkstoffen – wie beispielsweise Aluminium – lohnenswert. Dessen Rohstoffpreis lag im Jahr 2011 bei ca. 2 €/kg und war damit etwa 3,5-Mal günstiger als Kupfer.

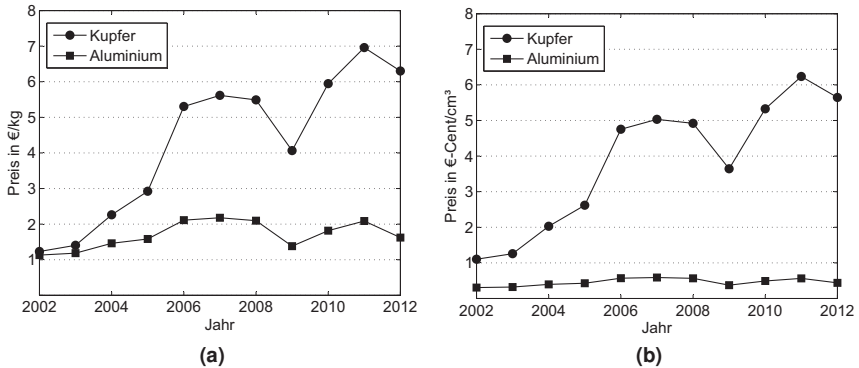


Abbildung 5.4: Preisentwicklung von Kupfer und Aluminium in Abhängigkeit (a) der Masse und (b) des Volumens basierend auf den Daten von [U.S. Geological Survey 2012a] und [U.S. Geological Survey 2012b]

Dem zuvor genannten Preisvorteil steht allerdings der höhere spezifische elektrische Widerstand von Aluminium gegenüber. Vergleicht man einen Leiter mit der gleichen Länge aus Aluminium und Kupfer, so wird für den Aluminiumleiter rund 60% mehr Querschnittsfläche benötigt, um denselben ohmschen Widerstand zu erzielen (Materialwerte vgl. Tabelle 5.1):

$$R_{\text{Cu}} = R_{\text{Al}} \quad \text{und} \quad l_{\text{Cu}} = l_{\text{Al}} \iff A_{\text{Al}} = \frac{\rho_{\text{Al}}}{\rho_{\text{Cu}}} \cdot A_{\text{Cu}} = \frac{2,88 \cdot 10^{-8}}{1,78 \cdot 10^{-8}} \cdot A_{\text{Cu}} \approx 1,62 \cdot A_{\text{Cu}}. \quad (5.1)$$

Dennoch hat die Erhöhung des erforderlichen Leiterquerschnitts aufgrund der sich im Jahr 2011 um etwa eine Größenordnung unterscheidenden Materialpreise einen vernachlässigbaren Einfluss [Sullivan 2007]. Das Verhältnis der Absolutpreise P_{Cu} und P_{Al} in €/Cent für einen Leiter der gleichen Länge und mit dem gleichen ohmschen Widerstand bezogen auf das Jahr 2011 ergibt sich mit

$$P_{\text{Cu}} = V_{\text{Cu}} \cdot k_{\text{Cu}} \quad \text{und} \quad P_{\text{Al}} = V_{\text{Al}} \cdot k_{\text{Al}}, \quad (5.2)$$

wobei k_{Cu} und k_{Al} in $\text{€} \cdot \text{Cent}/\text{cm}^3$ die volumenspezifischen Kosten von Kupfer und Aluminium bezeichnen, und der Beziehung

$$\frac{V_{\text{Al}}}{V_{\text{Cu}}} = \frac{\rho_{\text{Al}}}{\rho_{\text{Cu}}} \quad (5.3)$$

zu

$$\frac{P_{\text{Al}}}{P_{\text{Cu}}} = \frac{V_{\text{Al}}}{V_{\text{Cu}}} \cdot \frac{k_{\text{Al}}}{k_{\text{Cu}}} = \frac{\rho_{\text{Al}}}{\rho_{\text{Cu}}} \cdot \frac{k_{\text{Al}}}{k_{\text{Cu}}} = 1,62 \cdot 8\% \approx 13\%. \quad (5.4)$$

Folglich bringt die Verwendung von Aluminium als Leitermaterial eine theoretische Einsparung von ca. 87% gegenüber Kupfer. Neben dem Kostenaspekt hat der Einsatz von Aluminium den Vorteil, dass die Masse deutlich reduziert werden kann. Mittels der Materialdichten

$$\rho_{\text{m,Cu}} = \frac{m_{\text{Cu}}}{V_{\text{Cu}}} = \frac{m_{\text{Cu}}}{l_{\text{Cu}} \cdot A_{\text{Cu}}} \quad \text{bzw.} \quad \rho_{\text{m,Al}} = \frac{m_{\text{Al}}}{V_{\text{Al}}} = \frac{m_{\text{Al}}}{l_{\text{Al}} \cdot A_{\text{Al}}} \quad (5.5)$$

und Gleichung (5.1) lässt sich die resultierende Masse des Aluminiumleiters in Abhängigkeit des Kupferleiters berechnen:

$$m_{\text{Al}} = 1,6 \cdot \frac{\rho_{\text{m,Al}}}{\rho_{\text{m,Cu}}} \cdot m_{\text{Cu}} = 1,62 \cdot \frac{2700 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}}{8960 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}} \cdot m_{\text{Cu}} \approx 0,49 \cdot m_{\text{Cu}}. \quad (5.6)$$

Somit ist ersichtlich, dass die Masse eines Leiters bei der Verwendung von Aluminium um knapp 50% gegenüber Kupfer reduziert werden kann.

Parameter	Kupfer	Aluminium
spez. elektrischer Widerstand $\rho_{\text{W},20}$ bei 20°C in Ωm	$1,78 \cdot 10^{-8}$	$2,88 \cdot 10^{-8}$
Dichte $\rho_{\text{m,W}}$ in $\frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$	8960	2700
thermische Leitfähigkeit λ_{W} in $\frac{\text{W}}{\text{m} \cdot \text{K}}$	398	210
Temperaturkoeffizient 1. Ordnung α_{20} in $\frac{1}{\text{K}}$	0,0039	0,0037
Temperaturkoeffizient 2. Ordnung β_{20} in $\frac{1}{\text{K}^2}$	$6,0 \cdot 10^{-7}$	$13,0 \cdot 10^{-7}$
relative Permeabilität $\mu_{\text{r,W}}$	≈ 1	≈ 1

Tabelle 5.1: Übersicht zu den physikalischen Eigenschaften von Kupfer und Aluminium

Um eine adäquate Auswahl hinsichtlich des Wicklungsmaterials treffen zu können, müssen aber nicht nur die Materialkosten, sondern auch andere Faktoren, wie die *Verluste*, das *Gewicht*, das *Bauvolumen* und die resultierenden *Gesamtkosten* der Drossel sowie die *Verfügbarkeit* und *Verarbeitbarkeit* des Materials berücksichtigt werden. Hierbei lassen sich bezüglich der Verluste, dem Gewicht, dem Bauvolumen und den Gesamtkosten der Drossel keine allgemeingültigen Aussagen treffen, da die Randbedingungen von Anwendung zu Anwendung variieren und je nach Stromkurvenform und Wicklungsaufbau die in den Wicklungen entstehenden Verluste sehr unterschiedlich sein können. Hinsichtlich der Verarbeitbarkeit des Materials ist von besonderem Interesse, inwiefern sich das Material mit anderen elektrischen Leitern verbinden lässt. Sowohl Kupfer als auch Aluminium oxidieren, wenn sie Luft ausgesetzt sind – allerdings ist

bei Aluminium dieser Effekt aufgrund der chemischen Struktur stärker ausgeprägt. Diese Oxidationsschicht stellt zugleich eine Isolationsschicht dar, welche vor dem Zusammenfügen mit anderen Leitern entfernt werden muss. Des Weiteren hat Aluminium im Gegensatz zu Kupfer ein natürliches Fließverhalten, was zur Folge hat, dass besondere Verbindungstechniken angewendet werden müssen. Bringt man zudem Aluminium mit anderen Materialien wie Kupfer in Verbindung, birgt dies die Gefahr der elektrochemischen Korrosion, d.h. die Auflösung des unedleren Metalls.

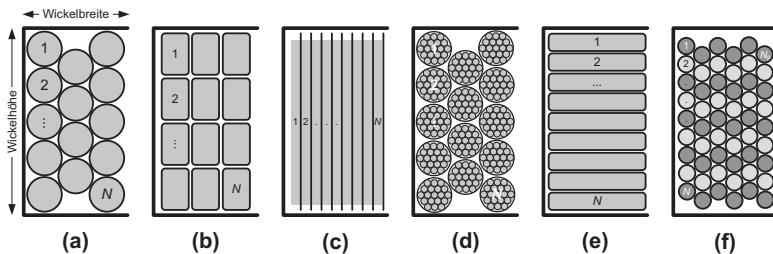


Abbildung 5.5: Schematische Darstellung der Wicklungsarten: (a) Runddraht, (b) Flachdraht, (c) Band, (d) HF-Litze, (e) Hochkant-Flachdraht- und (f) Hochkant-Runddraht-Wicklung

Neben dem Wicklungsmaterial spielt die verwendete Wicklungsart eine große Rolle: Je nach Anwendung kommen *Runddraht*-, *Hochkant*-, *Flachdraht*-, *Band*- oder *Litzenwicklungen* zum Einsatz. Bei der Wahl ist nicht nur die Auswirkung der Wicklungsart auf die Verlustleistung, sondern auch deren Einfluss auf die Bauraumausnutzung, die Fertigbarkeit sowie die Kosten zu beachten.

Runddraht Leiter mit rundem Querschnitt sind ein standardmäßig eingesetztes Material für Drosseln in Frequenzbereichen, für die Skin- und Proximity-Effekte (siehe Abschnitt 5.1.2.2) eine untergeordnete Rolle spielen, sodass diese preisgünstig und in vielen Abmessungen erhältlich ist. Die in der Praxis realisierbare Bauraumausnutzung beträgt etwa 60%. Es ist zu beachten, dass mit zunehmender Lagenanzahl die Qualität des Wicklungsaufbaus abnimmt.

Flachdraht Aufgrund des flachen Querschnitts kann mit Flachdraht ein hoher Füllfaktor realisiert werden. Im Hinblick auf die Kosten sind Flachdrähte derzeit noch teurer als Runddrähte, wobei mit dem zunehmenden Einsatz auch eine Preisreduzierung zu erwarten ist.

Band-Wicklungen zeichnen sich durch einen sehr hohen Füllfaktor aus, der im Bereich von 80% liegen kann. Die gegenseitige Isolierung der Bänder wird durch Isolationsfolien vorgenommen. Hierbei ist ein gewisser Überstand der Isolationsfolien notwendig, um Überschlage zwischen den einzelnen Lagen zu vermeiden. Bei der Verwendung in der Nähe von Luftspalten sollte zudem ein gewisser Abstand zur Verminderung der Streufeldeffekte eingehalten werden.

Hochfrequenzlitze besteht aus einer Vielzahl dünner, durch eine Lackschicht isolierte Einzelleiter, die derart verdreht sind, dass jeder einzelne Leiter von der Außenseite zum Inneren der Litze und zurück verläuft. Auf diese Weise wird der aufgrund des Skin- und Proximity-Effekts zur Oberfläche verdrängte Strom wieder nach innen geführt und so

der gesamte zur Verfügung stehende Leiterquerschnitt genutzt. Durch den beschriebenen Aufbau der Litze können die Frequenzabhängigkeit des Leiterwiderstandes und somit die Verluste gering gehalten werden, sodass Litzen insbesondere bei hohen Frequenzen zum Einsatz kommen. Da jede Einzelader isoliert und oftmals zusätzlich die gesamte Litze umspinnen ist, liegt der realisierbare Füllfaktor typischerweise bei 30% bis 40%. Darüber hinaus ist Litze aufgrund des aufwendigen Herstellprozesses bei gleichem Kupfergewicht um ein Vielfaches teurer als eine reguläre Runddrahtwicklung.

Hochkant-Wicklungen (engl. edge-wound coils) können mit Flachdraht oder aus parallel geschalteten Runddrähten aufgebaut werden. Diese Aufbautechnik ermöglicht einen einlagigenwicklungsaufbau und zugleich eine optimale Ausnutzung des verfügbaren Wickelfensters.

5.1.2 Verlustmechanismen und ihre Berechnung

5.1.2.1 Kernverluste

Magnetische Materialien bestehen, wie in Abschnitt 5.1.1.1 erläutert, aus einer Vielzahl Weiss-scher Bezirke, die durch Blochwände voneinander getrennt sind und sich durch unterschiedliche Magnetisierungsrichtungen auszeichnen. Wird das Material mit einem externen Magnetfeld bei steigender Feldstärke beaufschlagt, so verschieben sich zunächst die Blochwände in der Weise, dass sich diejenigen Weiss-schen Bezirke, deren Magnetisierung ungefähr in Richtung des externen Feldes liegt, vergrößern und dadurch die übrigen Weiss-schen Bezirke verdrängen. Hierbei werden die Blochwandverschiebungen durch Störstellen behindert, sodass die Bewegung der Blochwände nicht gleichmäßig, sondern vielmehr sprunghaft¹ erfolgt. Bei weiterer Zunahme der Feldstärke des externen Magnetfeldes werden die Blochwandverschiebungen durch die Drehung der Magnetisierungsvektoren abgelöst und es erfolgt eine endgültige Ausrichtung in Richtung des externen Feldes. Nach der gängigen Meinung der Wissenschaft ist ebendiese Magnetisierungsänderung die Ursache für die in einem magnetischen Werkstoff entstehenden Verluste, da die Änderung der Magnetisierung mit der Induktion von Wirbelströmen verbunden ist, welche ihrerseits Verluste in dem Material hervorrufen [Brockmeyer 1997].

In der Literatur finden sich zur Berechnung der in Kernmaterialien auftretenden Verluste zahlreiche Verfahren, wobei grundlegend zwischen zwei Modellarten, nämlich den *mathematischen Hysteresemodellen* und den *empirischen Kernverlustmodellen*, unterschieden werden kann. Abbildung 5.6 gibt einen Überblick zu den wichtigsten Modellen.

Für die analytische Verlustleistungsmodellierung steht die Verwendung eines hinreichend genauen und leicht parametrierbaren Modells im Vordergrund. Letztgenannter Punkt führt zum Ausschluss der mathematischen Hysteresemodelle, deren Varianten beispielsweise in [Della Torre 1999] und [Kleineberg 1994] dargestellt sind, da diese einer sehr aufwendiger Parametrierung bedürfen. Demgegenüber stehen die empirischen Kernverlustmodelle, welche die Kernverlustmessungen mathematisch beschreiben. Die am häufigsten zitierten Modelle sind hierbei die *Verlustberechnung nach Jordan* (vgl. [Jordan 1924]) sowie die *Steinmetz-Gleichung* (vgl. [Steinmetz 1892]) bzw. die darauf aufbauenden Ansätze. Weitere empirische Beschreibungsarten stellen beispielsweise das in [Oliver 2002] erläuterte Modell nach C. Oliver oder die auf R.

¹Die abrupten Bewegungen der Weiss-schen Bezirke werden gemäß ihrem Entdecker Heinrich Barkhausen als Barkhausen-Sprünge bezeichnet.

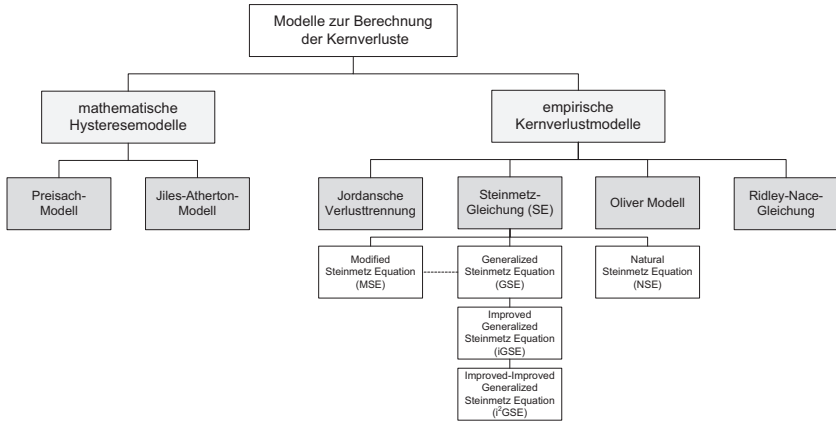


Abbildung 5.6: Klassifizierung der wichtigsten Modelle zur Bestimmung der Kernverlustleistung

Ridley und A. Nace zurückgehende Ridley-Nace-Gleichung (vgl. [Ridley und Nace 2002]) dar. Ein detaillierter Vergleich verschiedener Modelle ist in [Krings und Soulard 2010] dargestellt.

Die *Verlustberechnung nach Jordan* ist die in vielen Lehrbüchern klassischerweise zitierte Vorgehensweise zur Berechnung der Kernverluste. Entsprechend diesem Ansatz setzen sich die Kernverluste P_K aus drei Anteilen, nämlich den Hystereseverlusten P_H , den Wirbelstromverlusten P_{WS} und den Nachwirkungsverlusten P_{NW} , zusammen:

$$P_{K, \text{Jordan}} = P_H + P_{WS} + P_{NW}. \quad (5.7)$$

Die Hystereseverluste entsprechen dabei den zur Hystereseffläche proportionalen, quasi-statischen Verlusten, während die Wirbelstromverluste den Einfluss der Betriebsfrequenz berücksichtigen. Die Nachwirkungsverluste sind ein zur Verringerung der teilweise erheblichen Abweichungen zwischen berechneten und gemessenen Verlusten eingeführter Anteil. Die allgemeine Berechnung dieses Verlustanteils ist allerdings aufgrund der unbekannten Domänenstruktur nicht möglich, sodass die physikalische als auch praktische Begründung der klassischen Verlusttrennung in Frage gestellt werden kann [Brockmeyer 1997] und aufgrund dessen die Verlustberechnung nach Jordan im Rahmen dieser Arbeit als ein geeignetes Modell für die Kernverlustberechnung ausgeschlossen wird.

Eine weitere, häufig zitierte Methode zur Berechnung der Kernverluste stellt die sog. *Steinmetz-Gleichung* dar, welche auf die Publikation von C. P. Steinmetz im Jahr 1892 zurückgeht. Im Gegensatz zu der heutzutage verbreiteten Fassung, welche

$$p_{K, SE} = k \cdot \left(\frac{f}{f_{\text{ref}}} \right)^\alpha \cdot \left(\frac{\Delta B / B_{\text{ref}}}{2} \right)^\beta \quad (5.8)$$

lautet, wies die ursprüngliche Form der Steinmetz-Gleichung keine Abhängigkeit von der Frequenz auf. Hierbei entspricht p_K in Gleichung (5.8) den volumen- oder massespezifischen Kernverlusten und k , α sowie β den sog. Steinmetz-Parametern, mithilfe derer die Steinmetz-Gleichung an die Messdaten angepasst wird und demzufolge diese für einen begrenzten Frequenz- und Flussdichtebereich gültig sind. Die Exponenten α und β sind i.d.R. nicht-ganzzahlig, wobei typischerweise $1 < \alpha < 3$ und $2 < \beta < 3$ mit $\beta > \alpha$ ist. f_{ref} und B_{ref} stellen beliebige

Bezugswerte für die Frequenz bzw. Flussdichte dar, um jeweils eine dimensionslose Basis der Potenzfunktion zu erhalten. Um zudem die Abhängigkeit der Verluste von der Temperatur ϑ berücksichtigen zu können, wird die Steinmetz-Gleichung wie folgt erweitert:

$$p_{K,SE}(\vartheta) = k \cdot \left(\frac{f}{f_{ref}} \right)^\alpha \cdot \left(\frac{\Delta B / B_{ref}}{2} \right)^\beta \cdot \underbrace{(c_{\vartheta 0} - c_{\vartheta 1} \vartheta + c_{\vartheta 2} \vartheta^2)}_{=C_\vartheta}. \quad (5.9)$$

Die Parameter $c_{\vartheta 0}$, $c_{\vartheta 1}$ und $c_{\vartheta 2}$ werden dabei aus einer Ausgleichsrechnung gewonnen und sind so normiert, dass $C_\vartheta = 1$ entspricht.

Der Nachteil der Steinmetz-Gleichung besteht darin, dass diese nur für rein sinusförmige Flussdichteverläufe gültig ist. Die eingeschränkte Gültigkeit führte in den letzten Jahren zu verschiedenen Weiterentwicklungen der Steinmetz-Gleichung. Den Anfangspunkt der Weiterentwicklungen markiert die sog. *Modified Steinmetz Equation* (MSE) nach [Brockmeyer 1997], auf deren Basis unabhängig voneinander die beiden verbesserten Varianten der *Generalized Steinmetz Equation* (GSE) nach [Li et al. 2001] und der in [Van den Bossche et al. 2004] dargestellten *Natural Steinmetz Equation* (NSE) entstanden. Die GSE bildete ferner die Grundlage für weitere Verbesserungen, die als *improved Generalized Steinmetz Equation* (iGSE) [Venkatachalam et al. 2002] und *improved-improved Generalized Steinmetz Equation* (i²GSE) [Mühlethaler et al. 2011] veröffentlicht wurden.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wird die *improved Generalized Steinmetz Equation* zur Berechnung der Kernverluste verwendet, da diese die Nachteile der MSE sowie GSE überwindet und – genau wie die Steinmetz-Gleichung – einfach und ohne zusätzliche Messungen parametrisiert werden kann. Das letztgenannte Kriterium führte nach kritischer Überprüfung zu der Entscheidung, den implementierten Algorithmus nicht um die in der jüngst publizierten i²GSE angegebenen Erweiterungen abzuändern.

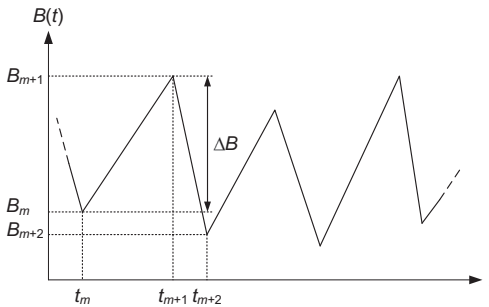


Abbildung 5.7: Typischer Flussdichteverlauf bei leistungselektronischen Anwendungen

Gemäß der iGSE berechnen sich die volumen- bzw. massespezifischen Kernverluste zu

$$p_{K,iGSE} = \frac{1}{T} \int_0^T k_{iGSE} \left| \left(\frac{dB}{dT} \right) \left(\frac{dt}{Ts} \right) \right|^\alpha \left(\frac{\Delta B}{1T} \right)^{\beta-\alpha} dt = \frac{k_{iGSE}}{T} \int_0^T \left| \left(\frac{dB}{dT} \right) \left(\frac{dt}{Ts} \right) \right|^\alpha \left(\frac{\Delta B}{1T} \right)^{\beta-\alpha} dt \quad (5.10)$$

mit ΔB : Spitze-Spitze-Wert der magnetischen Flussdichte. Hierbei ist der Koeffizient k_{iGSE} zu

$$k_{\text{iGSE}} = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos(\theta)|^\alpha 2^{\beta-\alpha} d\theta} \quad (5.11)$$

definiert, welcher sich durch die numerische Integration des Integrals $\int_0^{2\pi} |\cos(\theta)|^\alpha 2^{\beta-\alpha} d\theta$ für $0,5 < \alpha < 3$ wie folgt vereinfacht:

$$k_{\text{iGSE}} = \frac{k}{2^{\beta+1} \pi^{\alpha-1} \left(0,2761 + \frac{1,7061}{\alpha+1,354}\right)}. \quad (5.12)$$

In der Leistungselektronik treten typischerweise abschnittsweise lineare Magnetisierungszyklen, wie in Abbildung 5.7 dargestellt, auf. Für diese Art von Flussdichteverläufen können die Kernverluste mittels der iGSE gemäß

$$p_{\text{K,iGSE}} = \frac{k_{\text{iGSE}}}{T} \sum_m \int_{t_m}^{t_{m+1}} \left| \frac{\left(\frac{dB}{dT}\right)}{\left(\frac{dt}{Ts}\right)} \right|^\alpha \left(\frac{\Delta B}{1T} \right)^{\beta-\alpha} dt \quad (5.13)$$

berechnet werden (vgl. [Venkatachalam et al. 2002]), wobei B_m die Flussdichte zum Zeitpunkt t_m und B_{m+1} die Flussdichte zum Zeitpunkt t_{m+1} kennzeichnen. Mit $\frac{dB}{dt} = \frac{B_{m+1}-B_m}{t_{m+1}-t_m}$ und $\Delta B = B_{m+1} - B_m$ vereinfacht sich Gleichung (5.13) zu

$$p_{\text{K,iGSE}} = \frac{k_{\text{iGSE}}}{T} \sum_m \left| \frac{\frac{B_{m+1}-B_m}{1T}}{\frac{t_{m+1}-t_m}{1s}} \right|^\alpha (t_{m+1} - t_m). \quad (5.14)$$

Zudem kann die Temperaturabhängigkeit bei der iGSE in analoger Weise zur Steinmetz-Gleichung (vgl. Gleichung (5.9)) berücksichtigt werden. Für die vereinfachte iGSE nach Gleichung (5.14) ergibt sich damit:

$$p_{\text{K,iGSE}}(\vartheta) = \frac{k_{\text{iGSE}}}{T} \sum_m \left| \frac{\frac{B_{m+1}-B_m}{1T}}{\frac{t_{m+1}-t_m}{1s}} \right|^\alpha (t_{m+1} - t_m) \cdot (c_{\vartheta 0} - c_{\vartheta 1} \vartheta + c_{\vartheta 2} \vartheta^2). \quad (5.15)$$

5.1.2.2 Wicklungsverluste

Neben den Kernverlusten stellt die Bestimmung der in den Wicklungen entstehenden Verlustleistungen ein zentrales Thema bei dem Design von magnetischen Bauelementen dar, deren Reduzierung hinsichtlich des sich abzeichnenden Entwicklungstrends zu höheren Schaltfrequenzen ebenso bedeutsam wie jene der Kernverluste ist.

Verluste in den Wicklungen werden einerseits durch den ohmschen Widerstands des Leiters und andererseits durch die bei Wechselstrom auftretenden Wirbelströme verursacht. Entsprechend werden die Verluste in DC- und AC-Wicklungsverluste $P_{\text{W,DC}}$ bzw. $P_{\text{W,AC}}$ aufgeteilt, deren Summe die Gesamtverluste in den Wicklungen ergibt:

$$P_{\text{W}} = P_{\text{W,DC}} + P_{\text{W,AC}}. \quad (5.16)$$

Bei den AC-Wicklungsverlusten wird zudem zwischen den Verlusten unterschieden, die entstehen, wenn ein Leiter von einem hochfrequenten Wechselstrom durchflossen wird, und die auftreten, sofern ein Leiter externen Magnetfeldern – beispielsweise infolge von benachbarten Leitern oder Luftspalten – ausgesetzt ist. Erstere werden auch als *Skin-Effekt*-Verluste und letztere als *Proximity-Effekt*-Verluste bezeichnet.

Im Folgenden sollen die Entstehung der ohmschen Wicklungsverluste und der Wirbelstromverluste sowie deren im Werkzeug implementiertes Berechnungsverfahren erläutert werden.

Ohmsche Wicklungsverluste

Bei der Berechnung der Kupferverluste, die durch den grundfrequenten Stromanteil hervorgerufen werden, spielt die Stromverdrängung infolge von Wirbelstromverlusten eine untergeordnete Rolle. Die Verlustleistung kann mithilfe des Gleichstromwiderstandes R_{DC} der Wicklung berechnet werden:

$$R_{DC} = \frac{l_D \cdot \rho_W}{A_D} = \frac{N \cdot l_W \cdot \rho_W}{A_D} \quad (5.17)$$

mit l_D : Gesamtdrahtlänge, l_W : Windungslänge, ρ_W : spezifischer elektrischer Widerstand des Wicklungsmaterials, A_D : Leiterquerschnitt und N : Windungsanzahl. Allerdings kann aufgrund des Wicklungsaufbaus und der benötigten Isolationsschicht nicht das gesamte, zur Verfügung stehende Wickelfenster A_W ausgenutzt werden, sodass sich ein entsprechender Ausnutzungsgrad – auch Kupferfüllfaktor k_{Cu} genannt – ergibt:

$$k_{Cu} = \frac{\text{genutzte Fläche}}{\text{verfügbare Fläche}} = \frac{N \cdot A_D}{A_W} < 1. \quad (5.18)$$

Setzt man Gleichung (5.18) in Gleichung (5.17) ein, so ergibt sich folgender Ausdruck für den Gleichstromwiderstand der Wicklung:

$$R_{DC} = \frac{N^2 \cdot l_W \cdot \rho_W}{k_{Cu} \cdot A_W}. \quad (5.19)$$

Mit dem Wicklungsvolumen $V_W = A_W \cdot l_W$ resultiert der zu Gleichung (5.19) äquivalente Ausdruck

$$R_{DC} = \frac{N^2 \cdot V_W \cdot \rho_W}{k_{Cu} \cdot A_W^2}, \quad (5.20)$$

sodass sich die ohmschen Wicklungsverluste entsprechend

$$P_{W,DC} = \frac{N^2 \cdot V_W \cdot \rho_W}{k_{Cu} \cdot A_W^2} \cdot I_{L,DC}^2 \quad (5.21)$$

mit $I_{L,DC}$: DC-Anteil des Drosselstroms berechnen lassen. Darüber hinaus kann der Temperatureinfluss auf den ohmschen Widerstand des betreffenden Leiterwerkstoffs mittels der sog. *Matthiesschen Regel* berücksichtigt werden:

$$\rho_W(\vartheta) = \rho_{W,20} + \rho_{W,\vartheta} \approx \rho_{W,20} \left[1 + \alpha_{20}(\vartheta - 20^\circ\text{C}) + \beta_{20}(\vartheta - 20^\circ\text{C})^2 \right] \quad (5.22)$$

mit α_{20} : Temperaturkoeffizient 1. Ordnung und β_{20} : Temperaturkoeffizient 2. Ordnung bei jeweils 20°C (vgl. Tabelle 5.1). Die ohmschen Wicklungsverluste unter Berücksichtigung des Temperatureinflusses berechnen sich mit den Gleichungen (5.21) und (5.22) folglich zu:

$$P_{W,DC} = \frac{N^2 \cdot V_W \cdot \rho_W}{k_{Cu} \cdot A_W^2} \left[1 + \alpha_{20}(\vartheta - 20^\circ\text{C}) + \beta_{20}(\vartheta - 20^\circ\text{C})^2 \right] \cdot I_{L,DC}^2. \quad (5.23)$$

Wirbelstromverluste

Werden die Wicklungen einer Drossel von einem Wechselstrom durchflossen, so tritt eine Stromverdrängung in den einzelnen Leitern aufgrund des Skin- und Proximity-Effekts auf. Infolge der Stromverdrängung steigt der Widerstand der Wicklungen an, welcher wiederum zu erhöhten Verlusten führt. Der Einfluss des Skin- und Proximity-Effekts ist sowohl von der Betriebsfrequenz als auch der geometrischen Leiteranordnung abhängig. Die Mechanismen dieser Stromverdrängungseffekte sind in den folgenden beiden Abschnitten kurz erläutert.

Skin-Effekt Ein sich zeitlich veränderlicher Leiterstrom erzeugt ein Magnetfeld, welches nach dem Induktionsgesetz wiederum einen elektrischen Strom in dem Leiter induziert. Dieser Induktionsstrom ist so gerichtet, dass er der Ursache – d.h. dem Leiterstrom – entgegen gerichtet ist und diesen somit zum Leiterrand hin verdrängt. Die Stromdichte am Leiterrand steigt infolgedessen an, sodass nicht mehr der gesamte Leiterquerschnitt im gleichen Maße zum Stromfluss beiträgt und letztendlich der ohmsche Widerstand des Leiters ansteigt. Der Abstand von der Leiteroberfläche zu dem Punkt im Leiter, bei dem die Stromdichte auf $\frac{1}{e}$ abgefallen ist, wird als *Eindringtiefe* δ bezeichnet und kann entsprechend

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho_w(\vartheta)}{\omega \cdot \mu_w}} = \sqrt{\frac{\rho_w(\vartheta)}{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \mu_{r,w}}} \quad \text{für } \delta < \frac{D}{2} \quad (5.24)$$

mit μ_w : Permeabilität des Leiterwerkstoffs, μ_0 : Permeabilität des Vakuums und $\mu_{r,w}$: relative Permeabilität des Leiterwerkstoffs berechnet werden. Die Eindringtiefe definiert somit die äquivalente Leiterschichtdicke, die elektrisch wirksam ist. Gleichung (5.24) ist gültig, wenn die Eindringtiefe kleiner als der Leiterradius $\frac{D}{2}$ ist – andernfalls wird von einer konstanten Stromdichte ausgegangen ($\delta = \frac{D}{2}$). *Im Umkehrschluss gilt somit, dass der Skin-Effekt vernachlässigt werden kann, sofern die Eindringtiefe gleich oder größer als der Leiterradius ist ($\delta \geq \frac{D}{2}$).* Wie Gleichung (5.24) zu entnehmen ist, nimmt die Eindringtiefe mit zunehmender Frequenz ab, was zum Anstieg des Wicklungswiderstandes führt. Des Weiteren ist die Eindringtiefe von dem verwendeten Leitermaterial, dessen spezifischen elektrischen Widerstand und Temperatur abhängig.

Proximity-Effekt Beim Proximity-Effekt kommen die gleichen Effekte wie beim Skin-Effekt zum Tragen, mit dem Unterschied, dass der betreffende Leiter von einem externen, zeitlich veränderlichen Magnetfeld durchsetzt wird. Befinden sich zwei Leiter nebeneinander und führen beide einen hochfrequenten Strom, so induziert der erste Leiter in dem zweiten einen Strom und umgekehrt. Dadurch entsteht in beiden Leitern eine inhomogene Stromdichteverteilung, welche zu zusätzlichen Wicklungsverlusten führt. Mit steigender Frequenz und Leiteranzahl nimmt der Effekt zu. Eine weitere Quelle für die Beeinflussung der Stromführung in Leitern sind die von Luftspalten ausgehenden Streufelder.

Um die Wicklungsverluste unter Berücksichtigung der o.g. Stromverdrängungseffekte berechnen zu können, wird die Kenntnis über die Verteilung der magnetischen Feldstärke im Bereich der Wicklung benötigt. Zur Berechnung der Feldverteilung gibt es prinzipiell zwei Möglichkeiten. Zum einen bietet sich die Anwendung von numerischen Berechnungsmethoden wie u.a. der sogenannten Finite-Elemente-Methode (FEM) an, die bereits seit einigen Jahren in zahlreichen Ingenieursdisziplinen bei der Lösung von Feldproblemen Einsatz finden. Allerdings sind diese Methoden für das angestrebte Optimierungsverfahren, bei dem die Wicklungsverluste für eine Vielzahl von Kern- und Wicklungskonfigurationen in möglichst kurzer Zeit berechnet werden

sollen, aufgrund des hohen Rechenaufwands ungeeignet. Die zweite Möglichkeit besteht darin, die geschlossene Lösung der das Feldproblem beschreibenden Differentialgleichungen zu ermitteln. Obwohl zur Erzielung einer geschlossenen Lösung der Differentialgleichungen einige vereinfachende Annahmen hinsichtlich des Feldaufbaus getroffen werden müssen, ergeben sich mit der analytischen Methode in den meisten Fällen hinreichend genaue Ergebnisse bei gleichzeitig sehr geringen Rechenzeiten.

Zur analytischen Berechnung der durch den Skin- und Proximity-Effekt hervorgerufenen Wirbelstromverluste sind in der Literatur zahlreiche Veröffentlichungen zu finden. Dabei hat der von Dowell [Dowell 1966] in den 1960er Jahren geschaffene, eindimensionale Ansatz zur Verlustberechnung in Transformatorwicklungen eine große Verbreitung erlangt, auf dessen Grundlage Weiterentwicklungen wie beispielsweise jene von Snelling [Snelling 1969] oder Schülting [Schülting 1993] entstanden. In [Urling 1989] ist ein allgemeiner Überblick zu den auf Dowells Theorie basierenden Arbeiten gegeben. Neben den eindimensionalen Berechnungsverfahren sind auch einige zweidimensionale Ansätze publiziert – als Erster legte Dietrich in [Dietrich 1961] bereits einige Jahre vor Dowells Veröffentlichung ein solches Verfahren vor. Ein weiterer analytischer zweidimensionaler Ansatz ist u.a. in der Arbeit von Komma [Komma 2005] zu finden, der auf den in [Drechsler 2000] dargelegten Zusammenhängen beruht. Allerdings ist die geschlossene Lösung der zweidimensionalen Differentialgleichungen auch hier nur für spezielle Geometrien und unter hohem Parametrierungsaufwand möglich. Bei den im Folgenden durchgeführten Berechnungen der Wicklungsverluste wird aufgrund der Zielstellung, ein einfach parametrierbares und gleichzeitig hinreichend genaues Verfahren einzusetzen, auf die eindimensionale Berechnungsmethode zurückgegriffen.

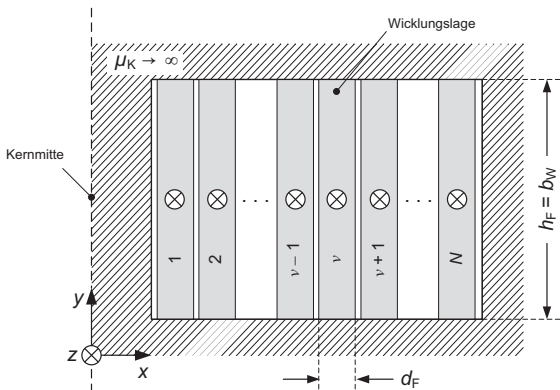


Abbildung 5.8: Schnittbild des Wicklungsaufbaus zur Berechnung der Wicklungsverluste

Abbildung 5.8 zeigt den für das eindimensionale Berechnungsverfahren zugrunde gelegten Wicklungsaufbau. Hierbei wird davon ausgegangen, dass das Kernmaterial hochpermeabel ist ($\mu_K \rightarrow \infty$) und die Windungen aus idealisierten, dünnen Leiterfolien bestehen, welche das gesamte Wicklungsfenster ausfüllen und in z -Richtung unendlich lang sind. Unter diesen Bedingungen weist der magnetische Fluss nur eine Komponente in y -Richtung auf und die in den Wicklungen hervorgerufenen Verluste ergeben sich, wie in Anhang A.7 dargelegt, bei einem

sinusförmigen Strom mit dem Effektivwert $I_{L,AC,rms}$ zu:

$$P_{W,AC} = I_{L,AC,rms}^2 \cdot R_{W,n} = I_{L,AC,rms}^2 \cdot R_{W,DC} \cdot F_{R,n} \quad (5.25)$$

mit dem Widerstandsfaktor der Wicklung

$$F_{R,n} := \frac{R_{W,n}}{R_{W,DC}} = \left[\Delta \frac{\sinh(2\Delta) + \sin(2\Delta)}{\cosh(2\Delta) - \cos(2\Delta)} + \frac{N^2 - 1}{3} 2\Delta \frac{\sinh(\Delta) - \sin(\Delta)}{\cosh(\Delta) + \cos(\Delta)} \right]. \quad (5.26)$$

Hierbei gibt

$$\Delta = \frac{d_F}{\delta} \quad (5.27)$$

das Verhältnis zwischen der Foliendicke d_F und der Eindringtiefe an. Die Faktoren

$$F_S(\Delta) := \Delta \frac{\sinh(2\Delta) + \sin(2\Delta)}{\cosh(2\Delta) - \cos(2\Delta)} \quad (5.28)$$

und

$$F_P(\Delta) := 2\Delta \frac{\sinh(\Delta) - \sin(\Delta)}{\cosh(\Delta) + \cos(\Delta)} \quad (5.29)$$

werden in Konsistenz zu [Schülting 1993] als *Skin-Effekt*- bzw. *Proximity-Effekt*-Faktor definiert, womit für Gleichung (5.26)

$$F_{R,n} = \left[F_S(\Delta) + \frac{N^2 - 1}{3} F_P(\Delta) \right] \quad (5.30)$$

geschrieben werden kann. Wie in [Venkatraman 1984] dargestellt, können die in den Wicklungen hervorgerufenen Verluste bei nicht-sinusförmigen Stromverläufe mithilfe von Fourier-Reihen bestimmt werden. Für die Fourier-Reihe eines beliebigen Stromverlaufs folgt:

$$i_L(t) = I_{L,DC} + \sum_{n=1}^{\infty} \hat{I}_{L,n} \cos(n\omega t + \varphi_n) \quad (5.31)$$

mit $\hat{I}_{L,n}$: Amplitude und φ_n : Phase der n -ten Stromharmonischen. Der Effektivwert des Stromverlaufs $i_L(t)$ resultiert unter Berücksichtigung von Gleichung (5.31) zu:

$$I_{L,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left[I_{L,DC} + \sum_{n=1}^{\infty} \hat{I}_{L,n} \cos(n\omega t + \varphi_n) \right]^2 dt} = \sqrt{I_{L,DC}^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \hat{I}_{L,n}^2}. \quad (5.32)$$

Wird anstelle der Amplitude der n -ten Stromharmonischen $\hat{I}_{L,n}$ deren Effektivwert $I_{L,rms,n} = \frac{\hat{I}_{L,n}}{\sqrt{2}}$ verwendet, so folgt für Gleichung (5.32):

$$I_{L,rms} = \sqrt{I_{L,DC}^2 + \sum_{n=1}^{\infty} I_{L,rms,n}^2}. \quad (5.33)$$

Die Wicklungsverluste resultieren damit schließlich zu:

$$P_W = P_{W,DC} + P_{W,AC} = R_{W,DC} \cdot I_{L,DC}^2 + R_{W,DC} \sum_{n=1}^{\infty} I_{L,rms,n}^2 \cdot F_{R,n}. \quad (5.34)$$

Hierbei ist zu beachten, dass das Verhältnis zwischen der Foliendicke und der Eindringtiefe – und damit auch der Widerstandsfaktor der Wicklung $F_{R,n}$ – nun ebenfalls von der Frequenz f_n der einzelnen Stromharmonischen abhängen:

$$\Delta_n = \frac{d_F}{\delta_n} = d_F \sqrt{\frac{\pi \cdot f_n \cdot \mu \cdot \mu_{r,W}}{\rho_W(\vartheta)}} \quad (5.35)$$

$$F_{R,n} = \left[F_S(\Delta_n) + \frac{N^2 - 1}{3} F_P(\Delta_n) \right]. \quad (5.36)$$

In der praktischen Anwendung kommen anstatt der idealen Folienleiter die zuvor in Abschnitt 5.1.1.2 erläuterten Wicklungsarten zum Einsatz, welche aufgrund des benötigten Wickelkörpers sowie der Isolierung das gegebene Wickelfenster nicht vollständig ausfüllen bzw. aus mehreren Leitern in einer Lage bestehen. Um auch für diese Wicklungsarten die Verluste nach den o.g. Gleichungen berechnen zu können, werden jene in Folienleiter transformiert, welche wiederum die gesamte Wicklungsfensterbreite ausfüllen. Da auf diese Weise allerdings der Querschnitt des transformierten Folienleiters und damit dessen Leitwert größer als der des ursprünglichen Leiters ist, führt Dowell den sog. *Lagenfüllfaktor* (engl. *porosity factor*) zum Angleichen der Leitwerte ein:

$$\eta_L = \frac{N_L \cdot b_L}{b_W} \quad (5.37)$$

mit N_L : Anzahl der Leiter pro Lage, b_L : Breite der Einzelleiter und b_W : Breite des Wicklungsfensters. Mit der Einführung des Lagenfüllfaktors müssen der spezifische elektrische Widerstand des transformierten Leiters, die Eindringtiefe sowie das Verhältnis Δ_n neu definiert werden:

$$\rho_{W,tr} = \frac{\rho_W}{\eta_L}, \quad (5.38)$$

$$\delta_{n,tr} = \sqrt{\frac{\rho_{W,tr}(\vartheta)}{\pi f_n \mu_0 \mu_{r,W}}} = \sqrt{\frac{\rho_W(\vartheta)}{\eta_L \pi f_n \mu_0 \mu_{r,W}}}, \quad (5.39)$$

$$\Delta_{n,tr} = \frac{d_{F,tr}}{\delta_{n,tr}} = \frac{d_{F,tr}}{\sqrt{\frac{\rho_W(\vartheta)}{\eta_L \pi f_n \mu_0 \mu_{r,W}}}} = \frac{d_{F,tr}}{\delta_n} \sqrt{\eta_L}. \quad (5.40)$$

Darüber hinaus muss die in Gleichung (5.36) verwendete Windungszahl N durch die resultierende Lagenanzahl n_L mit

$$n_L = \frac{N}{N_L} \quad (5.41)$$

ersetzt werden, um auch Wicklungsaufbauten, die aus mehreren Leitern pro Lage bestehen, mittels der transformierten Folienleiter adäquat berechnen zu können. Schlussendlich ergibt sich für Gleichung (5.36) die neue Definition:

$$F_{R,n,tr} = \left[F_S(\Delta_{n,tr}) + \frac{n_L^2 - 1}{3} F_P(\Delta_{n,tr}) \right]. \quad (5.42)$$

Für Bandwicklungen mit der Leiterbreite b_B , wie in Abbildung 5.9 dargestellt, gelten folgende Überführungsvorschriften für den transformierten Folienleiter:

$$\eta_L = \frac{b_B}{b_W} \quad \text{und} \quad d_{F,tr} = d_B \quad (5.43)$$

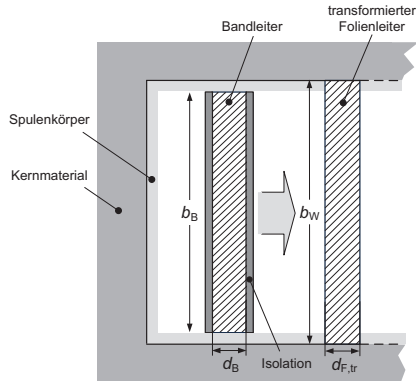


Abbildung 5.9: Überführung eines Bandleiters in einen transformierten Folienleiter

5.1.3 Thermisches Modell

Neben der Nachbildung der elektrischen Mechanismen von magnetischen Bauelementen ist deren thermische Modellierung ein bedeutsamer Schritt in der Gesamtmodellbildung, da die Temperatur einen direkten Einfluss auf die einzelnen Materialien, aus denen sich das Bauelement zusammensetzt, hat. Zu den wichtigsten Veränderungen infolge einer Temperaturerhöhung gehören:

- Zunahme des Wicklungswiderstands;
- Zu- oder Abnahme der Kernverluste (je nach Kernmaterial);
- Abnahme der Sättigungsflussdichte des Kernmaterials.

In der Literatur sind verschiedene thermische Modelle zu finden – eine gute Übersicht dazu gibt die Veröffentlichung von [Escribano et al. 2002]. Ein häufig angewandtes Verfahren bietet der Ansatz des thermischen Widerstandsnetzwerkes, mit dem sich unter Ausnutzung von Analogien zwischen elektrischen und thermischen Größen die Temperaturen berechnen lassen. Die Komplexität und damit die Genauigkeit hängen von der Anzahl der Isothermen ab.

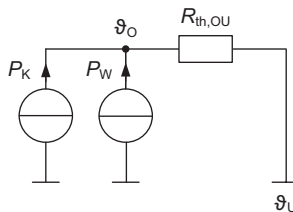


Abbildung 5.10: Thermisches Ersatzschaltbild einer Drossel

Für das analytische Auslegungsverfahren besteht die Zielstellung darin, ein einfach parametrierbares und zugleich hinreichend genaues thermisches Modell für magnetische Bauelemente

anzuwenden. Zu diesem Zweck wird für die folgenden Betrachtungen ein Widerstandsnetzwerk mit nur *einer* Isothermen, wie in Abbildung 5.10 dargestellt, angesetzt. Bei diesem thermischen Modell wird in vereinfachter Weise davon ausgegangen, dass die Temperatur in der Drossel der Oberflächentemperatur ϑ_O entspricht und die Verlustleistung, die sich aus den Kern- und Wicklungsverlusten P_K bzw. P_W zusammensetzt, über den temperaturabhängigen thermischen Widerstand $R_{th,OU}$ an die Umgebung mit der Temperatur ϑ_U abgegeben wird. In Anlehnung an das Ohmsche Gesetz besteht zwischen den genannten Größen besteht der folgende Zusammenhang:

$$P_{V,ges} = P_K + P_W = \frac{\Delta\vartheta}{R_{th,OU}} = \frac{\vartheta_O - \vartheta_U}{R_{th,OU}}. \quad (5.44)$$

Der thermische Widerstand $R_{th,OU}$ wird dabei durch die an der Wärmeübertragung beteiligten Mechanismen, d.h. *Wärmeleitung* (Konduktion), *Wärmeströmung* (Konvektion) und *Wärmestrahlung*, bestimmt. Unter der Voraussetzung, dass das magnetische Bauelement unvergossen ist und die Wärmeleitung aufgrund der geringen Wärmeleitfähigkeit von Luft vernachlässigt werden kann, setzt sich der thermische Widerstand aus den Anteilen der *Wärmeströmung* und *-strahlung* wie folgt zusammen:

$$\frac{1}{R_{th,OU}} = \frac{1}{R_{th,\alpha}} + \frac{1}{R_{th,\varepsilon}} = h_\alpha A_O + h_\varepsilon A_O = (h_\alpha + h_\varepsilon) A_O \quad (5.45)$$

mit $R_{th,\alpha}$: konvektiver thermischer Widerstand, $R_{th,\varepsilon}$: radiativer thermischer Widerstand, h_α : konvektiver Wärmeübergangskoeffizient, h_ε : radiativer Wärmeübergangskoeffizient und A_O : Drosseloberfläche.

Der in Gleichung (5.45) eingehende Mechanismus der Wärmeströmung ist ein komplexer Prozess, der von einer Vielzahl von Faktoren, wie der Oberflächenform, der Strömungsart oder dem Druck des Mediums, abhängt, welche wiederum ihrerseits von der Temperatur abhängig sind. Für die Berechnung des konvektiven Wärmeübergangskoeffizienten h_α für *natürliche* Konvektion wird der in [Van den Bossche und Valchev 2005] angegebene Ansatz gewählt:

$$h_\alpha = C \cdot \frac{(\Delta\vartheta)^{\alpha_\vartheta}}{l_{Luft}^{\alpha_L}} \quad (5.46)$$

mit $C = C_0 = 1,58$ bzw. $C = C_c = 1,35$ als Koeffizient für ein nicht umschlossenes bzw. umschlossenes Bauelement, den Exponenten $\alpha_\vartheta = 0,225$ und $\alpha_L = 0,285$ sowie der von der Luft umströmten Weglänge l_{Luft} des Bauelements. Bei *erzwungener* Konvektion gilt für den konvektiven Wärmeübergangskoeffizient gemäß [Van den Bossche und Valchev 2005]

$$h_\alpha = (3,33 + 4,8 \cdot v^{0,8}) \cdot l_{Luft}^{-0,288}, \quad (5.47)$$

wobei v die Luftstromgeschwindigkeit angibt.

Des Weiteren lässt sich der die Wärmestrahlung bestimmende radiative Wärmeübergangskoeffizient h_ε zu

$$h_\varepsilon = \frac{\varepsilon \cdot \sigma \cdot \left[(\vartheta_O + 273,15 \text{ K})^4 - (\vartheta_U + 273,15 \text{ K})^4 \right]}{(\vartheta_O + 273,15 \text{ K}) - (\vartheta_U + 273,15 \text{ K})} \quad (5.48)$$

berechnen, wobei $\varepsilon \in [0;1]$ den Emissionsgrad und σ die Stefan-Boltzmann-Konstante darstellen. Wie Tabelle 5.2 zu entnehmen ist, liegen die Emissionsgrade der für die magnetischen

Material	Emissionsgrad ε
Elektroblech, oxidiert	0,8
Ferrit	0,95
Kupferlackdraht	0,8
Isolationsfolie	0,9

Tabelle 5.2: Emissionsgrad verschiedener Materialien nach [Van den Bossche und Valchev 2005]

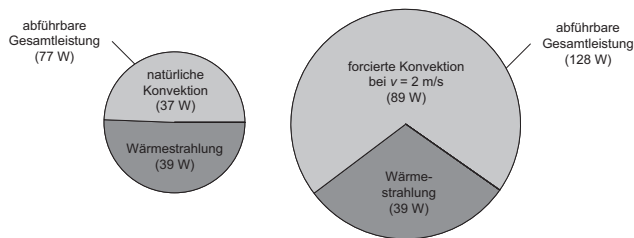


Abbildung 5.11: Vergleich der Verlustleistungsabfuhr durch Wärmeströmung und -strahlung für eine quaderförmige Drossel mit der Kantenlänge $a = 0,1 \text{ m}$ bei $\vartheta_O = 120^\circ\text{C}$ und $\vartheta_U = 40^\circ\text{C}$

Bauelemente typischerweise eingesetzten Materialien im Bereich von $\varepsilon = 0,8$ bis $0,9$ – für die folgenden Berechnungen wird $\varepsilon = 0,8$ gewählt.

Um den Anteil der verschiedenen Wärmetransportmechanismen an der Verlustleistungsabfuhr des magnetischen Bauelementes zu bewerten, werde eine quaderförmige Drossel mit einer Kantenlänge $a = 0,1 \text{ m}$ und einer von Luft umströmten Weglänge $l_{\text{Luft}} = 0,2 \text{ m}$ betrachtet. Die Umgebungs- und Oberflächentemperaturen betragen entsprechend dem typischen Anwendungsfall $\vartheta_U = 40^\circ\text{C}$ und $\vartheta_O = \vartheta_{O,\text{max}} = 120^\circ\text{C}$. Die Anteile der Wärmestrahlung und natürlichen bzw. forcierten Konvektion bei einer Luftstromgeschwindigkeit von $v = 2 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ sind in Abbildung 5.11 gezeigt. Hieraus ist zu entnehmen, dass die *Wärmestrahlung* einen nicht zu vernachlässigenden Beitrag zur Abfuhr der Verlustleistung darstellt.

5.1.4 Auslegungs- und Verlustberechnungsverfahren

Das Auslegen von Drosseln stellt mitunter ein komplexes Verfahren dar, da der elektrische, magnetische und thermische Kreis dieser Bauelemente stark miteinander gekoppelt sind wie Abbildung 5.12 verdeutlicht.

Wurden entsprechend der zugrunde liegenden Topologie die Belastungen der Drossel bestimmt, so stellt sich im Anschluss die Frage, mit welchem Kern (Material und Bauform), welcher Wicklung (Art, Material und Aufbau) und welchem Luftspalt eine geeignete Drossel realisiert werden kann, ohne dass die maßgeblichen Anforderungen (vgl. [Van den Bossche und Valchev 2005])

- Erzielung der vorgegebenen Nenninduktivität L ,
- Einhaltung der maximal zulässigen Flussdichte B_{zul} und Temperatur $\vartheta_{O,\text{max}}$ sowie

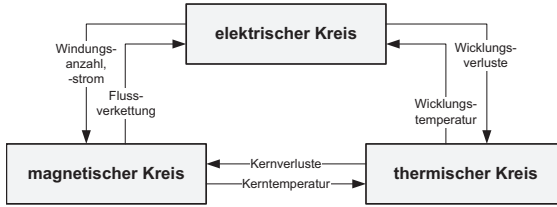


Abbildung 5.12: Verkopplung des elektrischen, magnetischen und thermischen Kreises bei Drosseln

- Erzielung eines verlust- und kostenminimalen Designs

verletzt werden.

In der Literatur sind eine Vielzahl von Auslegungsverfahren, z.B. in [McLyman 2004], [Van den Bossche und Valchev 2005], [Mohan et al. 2007], [Rylko 2011], [Skarrie 2001], zu finden, wobei der überwiegende Anteil auf einem iterativen Ansatz beruht.

Im Folgenden wird ein zweigliedriges Auslegungsverfahren dargelegt, welches Gebrauch von den hergeleiteten Gleichungen für die Berechnung der Kern- und Wicklungsverluste sowie dem thermischen Modell macht. Der erste Schritt des Auslegungsverfahrens umfasst die Bestimmung von geeigneten Drosseldesigns, während im zweiten Schritt die dazugehörigen Verluste ermittelt werden.

Das Verfahren des Drosseldesigns, dessen Flussdiagramm in Abbildung 5.13 gezeigt ist, soll nachstehend exemplarisch anhand der in Abbildung 5.14 dargestellten Block-Kernbauform mit Bandwicklung erläutert werden. Wie alle Auslegungsverfahren benötigt auch das im Rahmen dieser Arbeit angewendete Verfahren diverse Eingangsparameter. Dazu gehören die anhand der Konfigurationen gegebenen Nenninduktivitäten L und Schaltfrequenzen f_S sowie die in den Kernmaterial- und Kernbauform-Datenbanken hinterlegten Informationen. In der Kernmaterial-Datenbank (vgl. Anhang A.6) sind sämtliche relevanten Daten der verschiedenen Kernmaterialien abgespeichert, wie beispielsweise die maximal zulässige Flussdichte B_{zul} , die relative Permeabilität μ_r , die Steinmetz-Parameter und Temperaturkoeffizienten sowie der gültige Frequenzbereich der Parameter. Die zulässige Flussdichte B_{zul} wird dabei auf die mit dem Sicherheitsfaktor k_S multiplizierte Sättigungsflussdichte B_{sat} festgelegt, sodass der Betrieb im linearen Bereich der B - H -Kennlinie gewährleistet ist. Die unterschiedlichen Bauformen sind in der Kernbauform-Datenbank durch ihre Abmessungen, Querschnitte und Volumina definiert, wobei jeder Bauform auch explizit die Wicklungsart mit deren Parametern, wie beispielsweise der Windungs- und Isolationsdurchmesser d_W bzw. d_{iso} , und das entsprechende Kernmaterial zugeordnet ist. Die Zuordnung des Kernmaterials ist dadurch begründet, dass nicht alle Kernmaterialien in allen Bauformen und Wicklungsarten zu realisieren sind. Beispielsweise sind amorphe oder nanokristalline Bandmaterialien nur als CC-Kern erhältlich oder die Umsetzung von Bandwicklungen auf Ringkernen ist nicht möglich.

Im ersten Schritt werden die Daten der Kernbauformen mit dem dazugehörigen Kernmaterial sukzessive eingelesen. Darauf aufbauend wird die realisierbare Windungszahl N berechnet. Für die vorliegende Block-Kernbauform mit Bandwicklung ergibt sich die Windungszahl gemäß

$$N = \frac{e - 2 \cdot b_{SpK} - d_W}{d_W + d_{iso}} \quad (5.49)$$

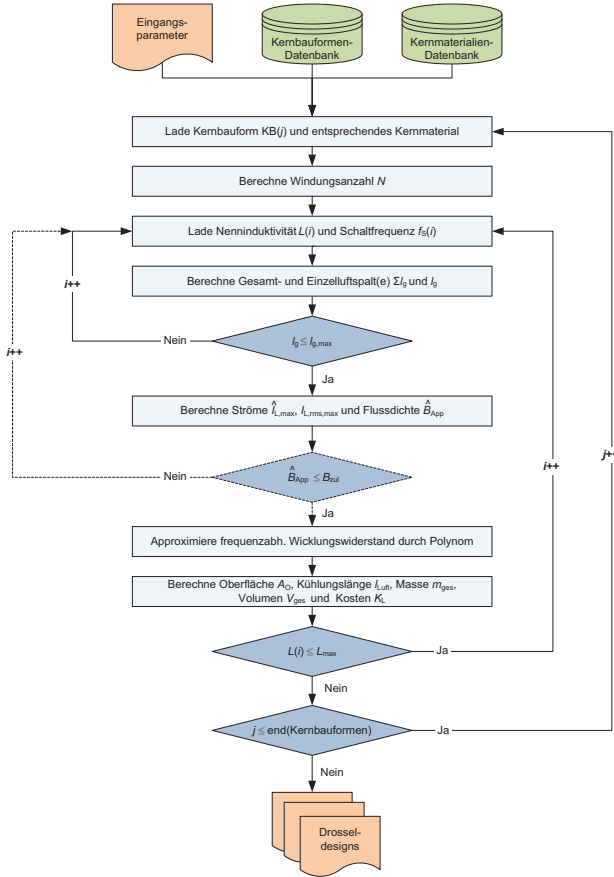


Abbildung 5.13: Flussdiagramm des Drossel designs (1. Schritt des Auslegungsverfahrens)

mit e : Abmessung der Kernbauform, b_{Spk} : Breite des Spulenkörpers und d_{WW} : Abstand der Wicklungspakete berechnet.

Im nächsten Schritt werden die zu erzielenden Nenninduktivitäten L sukzessive eingelesen und für jeden dieser Werte die erforderliche Gesamtlänge $\sum l_g$ aller N_g Luftspalte mit der Einzelleitung l_g berechnet. Hierbei ist die Induktivität über die Windungsanzahl und den magnetischen Gesamtwiderstand des magnetischen Kreises $R_{\text{m,ges}}$ gemäß

$$L = \frac{N^2}{R_{\text{m,ges}}} \quad (5.50)$$

bestimmt, wobei sich der magnetische Gesamtwiderstand aus dem magnetischen Widerstand

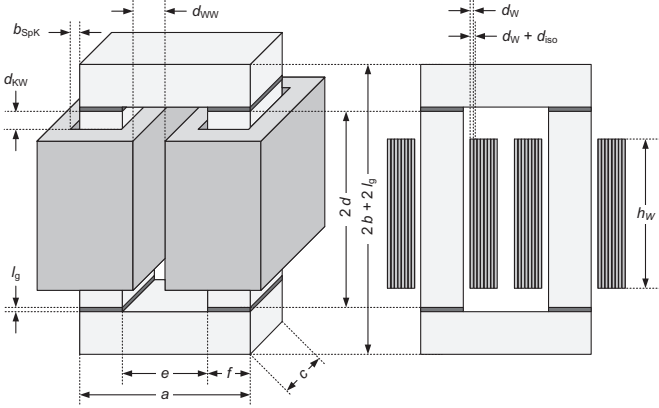


Abbildung 5.14: Block-Kernbauform mit Bandwicklung

des Kernmaterials $R_{m,K}$ und des Luftspalts $R_{m,g}$ zusammensetzt:

$$R_{m,ges} = R_{m,K} + R_{m,g} = \frac{l_K}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_K} + \frac{\sum l_g}{\mu_0 \cdot A_g} \quad (5.51)$$

mit l_K : magnetische Weglänge des Kerns, A_K : Kernquerschnittsfläche und A_g : Querschnittsfläche des Luftspalts. Der magnetische Widerstand des Kernmaterials ist i.d.R. wesentlich kleiner als jener des Luftspalts ($R_{m,K} \ll R_{m,g}$), sodass sich Gleichung (5.51) zu

$$R_{m,ges} \approx R_{m,g} = \frac{\sum l_g}{\mu_0 \cdot A_g} \quad (5.52)$$

vereinfacht. Um die Aufweitung des Feldes um den Luftspalt zu berücksichtigen, wird in [Mohan et al. 2007] – wie in Abbildung 5.15 schematisch dargestellt – die Vergrößerung der effektiven Querschnittsfläche des Luftspalts gemäß

$$A_g = (c + l_g) (f + l_g) \quad (5.53)$$

vorgeschlagen, wobei c und f die Abmessungen der Kernquerschnittsfläche darstellen. Die mithilfe dieser Näherung ermittelten magnetischen Leitwerte zeigen nach [Wallmeier 2000] für Luftspalte, die wesentlich kleiner als die Schenkelbreite des Kerns sind, eine gute Übereinstimmung mit denen aus FEM-Berechnungen hervorgegangenen magnetischen Leitwerten. Mit den Gleichungen (5.50), (5.52) und (5.53) ergibt sich die erforderliche Gesamtluftspaltlänge zu

$$\sum l_g = N_g \cdot l_g = \frac{c \cdot f}{\frac{L}{\mu_0 \cdot N^2} - \frac{(c+f)}{N_g}} \quad (5.54)$$

Das Abbruchkriterium

$$l_g \leq l_{g,max} \quad (5.55)$$

stellt dabei sicher, dass nur Designs mit sinnvollen Einzelluftspaltwerten zugelassen werden – andernfalls kann das Streufeld und dessen Auswirkungen auf die sich in der Nähe befindlichen

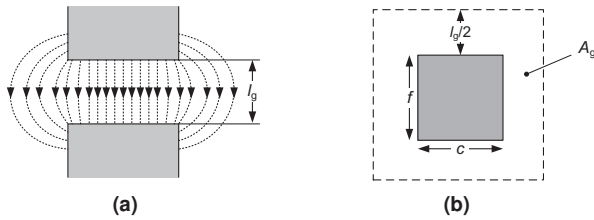


Abbildung 5.15: (a) Streuflussverlauf und (b) Aufweitung der effektiven Querschnittsfläche infolge eines Luftspalts nach [Mohan et al. 2007]

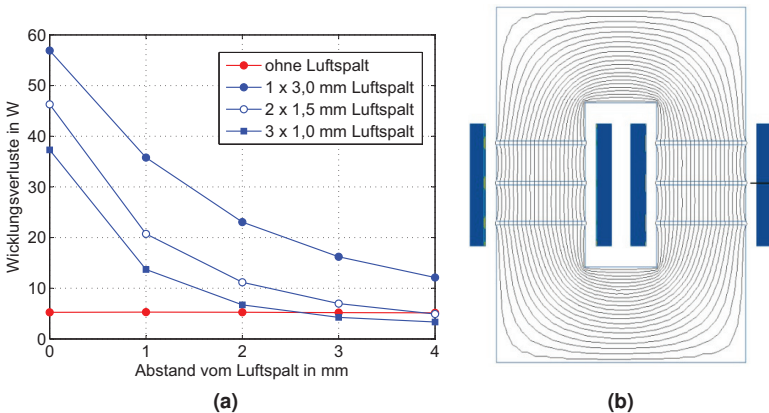


Abbildung 5.16: AC-Wicklungsverluste in Abhängigkeit des Abstands der Wicklung vom Luftspalt (a) für verschiedene Luftspaltgeometrien bei $f_s = 30$ kHz und $I_{L,max} = 18,6$ A und (b) zugrunde gelegtes FEM-Modell (hier: 3 x 1,0 mm Luftspalt) [Rylko 2011]

Windungen nicht mehr vernachlässigt werden und der eindimensionale Berechnungsansatz der Wicklungsverluste verliert seine Gültigkeit.

Eine sinnvolle Vorgabe für $I_{g,max}$ kann mithilfe der im Rahmen der Arbeit von [Rylko 2011] durchgeführten FEM-Berechnungen zur Ermittlung der AC-Wicklungsverluste in Abhängigkeit des Abstands der Wicklung vom Luftspalt abgeleitet werden. Abbildung 5.16 (a) zeigt hierzu die AC-Wicklungsverluste als Funktion des Wicklungsabstands vom Luftspalt für verschiedene Luftspaltanordnungen der in Abbildung 5.16 (b) dargestellten Drosselgeometrie. Der Simulation ist zu entnehmen, dass das Streufeld des Luftspalts einen erheblichen Einfluss auf die sich in direkter Nähe befindlichen Wicklungen hat. Erst bei einem Abstand von jeweils der doppelten Luftspaltlänge ist der Einfluss des Luftspalts vernachlässigbar. Im Umkehrschluss bedeutet dies jedoch auch, dass die Höhe der Bandwicklung um die doppelte Luftspaltlänge reduziert werden muss und damit die Ausnutzung des vorhandenen Wicklungsfensters abnimmt, wenn der Einfluss des Luftspalts gering gehalten werden soll. Einen guten Kompromiss zwischen einem möglichst großen – da keine Zusatzkosten verursachenden – Luftspalt und einer geringen Minderung der Bandwicklungshöhe stellt beispielsweise eine maximale Einzelluftspaltlänge $l_{g,max}$

von 2 mm dar.

Für diejenigen Kernbauformen und Nenninduktivitäten, bei denen die maximal vorgegebene Einzelluftspaltlänge nicht überschritten wird, werden im darauffolgenden Schritt die maximal zulässigen Spitzen- und Effektivwerte des Drosselstroms $\hat{I}_{L,\max}$ und $I_{L,\text{rms},\max}$ bestimmt. Der maximale Effektivwert berechnet sich dabei über den Effektivwert der maximal zulässigen Stromdichte $J_{L,\text{rms},\max}$ sowie den mittels Gleichung (5.18) gegebenen Leiterquerschnitt A_D zu

$$I_{L,\text{rms},\max} = \left[J_{L,\text{rms},\max} \cdot \frac{k_{\text{Cu}} \cdot A_W}{N} \right]. \quad (5.56)$$

Für den Effektivwert der maximal zulässigen Stromdichte wird nach [Kazimierzczuk 2009] ein Wert von 5 A/mm^2 , der sich in der praktischen Erfahrung bei durch natürliche Konvektion gekühlten Drosseln bewährt hat, angesetzt. Steht das Kühlungsverfahren – und damit auch der thermische Widerstand sowie die maximale Oberflächentemperatur der Drossel und die Umgebungstemperatur – bereits im Vorfeld fest, kann alternativ zur Bestimmung von $J_{L,\text{rms},\max}$ die maximale spezifische Verlustleistung

$$p_{W,\max} = \frac{\vartheta_{O,\max} - \vartheta_U}{R_{\text{th},\text{OU}} \cdot V_W}, \quad (5.57)$$

die in der Wicklung entstehen darf, herangezogen werden. Hierbei wird dabei davon ausgegangen, dass die im Kern entstehenden Verluste vernachlässigt werden können und entsprechend nur die in der Wicklung auftretenden Verluste berücksichtigt werden. Mittels der maximalen spezifischen Verlustleistung ergibt sich $J_{L,\text{rms},\max}$ in diesem Fall zu

$$J_{L,\text{rms},\max} = \sqrt{\frac{p_{W,\max}}{\rho_{\text{Cu},20} \cdot k_{\text{Cu}}}}. \quad (5.58)$$

Der maximal zulässige Spitzenstromwert der Drossel $\hat{I}_{L,\max}$ kann gemäß der Beziehung

$$\hat{I}_{L,\max} = \left[\frac{N \cdot A_K \cdot B_{\text{zul}}}{L} \right] \quad (5.59)$$

berechnet werden. Darüber hinaus besteht die Möglichkeit, die geeigneten Drosseldesigns bereits im Voraus für die spätere Applikation herauszufiltern. Zu diesem Zweck wird der in der Applikation auftretende Spitzenwert der Flussdichte \hat{B}_{App} mittels

$$\hat{B}_{\text{App}} = \frac{\hat{I}_{L,\text{App}} \cdot L}{N \cdot A_K} \quad (5.60)$$

errechnet und mit der zulässigen Flussdichte B_{zul} des betreffenden Kernmaterials verglichen. Der in Gleichung (5.60) einfließende Spitzenstromwert $\hat{I}_{L,\text{App}}$ ergibt sich anhand der vorliegenden Applikation – beispielsweise lässt sich dieser für eine Hochsetzsteller-Drossel zu

$$\hat{I}_{L,\text{App}} = I_{L,\text{DC}} + \frac{\Delta i_L}{2} = I_{L,\text{DC}} + \frac{1}{2} \frac{U_c}{L \cdot f_S} \cdot \left(1 - \frac{U_c}{U_a} \right) \quad (5.61)$$

bestimmen, wobei die Ein- und Ausgangsspannung U_c bzw. U_a gemäß dem ungünstigsten Arbeitspunkt zu wählen ist.

Im vorletzten Schritt wird der frequenzabhängige Wicklungswiderstand mittels den in Abschnitt 5.1.2.2 dargelegten Gleichungen ermittelt. Abbildung 5.17 zeigt den typischen Verlauf

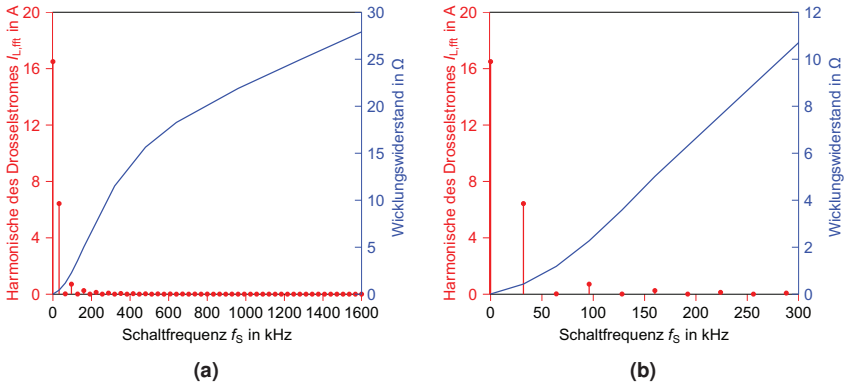


Abbildung 5.17: Typischer Verlauf des Wicklungswiderstandes und der Stromharmonischen einer Hochsetzsteller-Drossel in Abhängigkeit der Frequenz: Ansicht für (a) 0 – 1600 kHz und (b) 0 – 300 kHz ($f_s = 32$ kHz, $U_c = 400$ V, $U_a = 800$ V, $P_c = 6600$ W)

des Wicklungswiderstandes sowie der Stromharmonischen einer Hochsetzsteller-Drossel in Abhängigkeit der Frequenz. Es ist zu erkennen, dass die Stromwerte bereits nach wenigen Harmonischen stark abgeklungen sind und somit auch der Einfluss der Stromharmonischen höherer Ordnung auf die Wicklungsverluste nur noch gering ist.

Für die folgenden Berechnungen wird der Wicklungswiderstand daher bis zur 9fachen Schaltfrequenz berechnet und durch ein Polynom 5. Grades mit

$$R_W(f) = R_{W0} \cdot f^0 + R_{W1} \cdot f^1 + R_{W2} \cdot f^2 + R_{W3} \cdot f^3 + R_{W4} \cdot f^4 + R_{W5} \cdot f^5 \quad (5.62)$$

für den diesen Frequenzbereich approximiert. Die Polynomkoeffizienten R_{W0} bis R_{W5} können dabei mithilfe der Normalengleichung

$$\mathbf{A} \mathbf{x} = \mathbf{b} \Leftrightarrow \begin{pmatrix} 0^0 & 0^1 & 0^2 & 0^3 & 0^4 & 0^5 \\ f_s^0 & f_s^1 & f_s^2 & f_s^3 & f_s^4 & f_s^5 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 9 f_s^0 & 9 f_s^1 & 9 f_s^2 & 9 f_s^3 & 9 f_s^4 & 9 f_s^5 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R_{W0} \\ R_{W1} \\ R_{W2} \\ R_{W3} \\ R_{W4} \\ R_{W5} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_W(0) \\ R_W(f_s) \\ R_W(3 f_s) \\ R_W(5 f_s) \\ R_W(7 f_s) \\ R_W(9 f_s) \end{pmatrix}, \quad (5.63)$$

welche nach dem gesuchten Vektor \mathbf{x} aufgelöst

$$\mathbf{x} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{b}$$

lautet, ermittelt werden. Schließlich werden im letzten Schritt dem Drosseldesign noch weitere Informationen, wie die Masse, das Volumen und die Kosten der Drossel sowie deren Oberfläche und die von Luft umströmte Weglänge, übergeben. Die letzten beiden Angaben werden im Zuge der Verlustberechnung für die Berechnung des thermischen Widerstandes bzw. der resultierenden Oberflächentemperatur benötigt.

Die erläuterten Berechnungen werden für alle verfügbaren Kernbauformen mit den zugehörigen Kernmaterialien und alle spezifizierten Nenninduktivitäten mit den entsprechenden Schaltfrequenzen durchgeführt. Nach Beendigung des Durchlaufs liegt ein detailliertes Drosseldesign vor, welches neben den konstruktiven Eigenschaften wie dem Kernmaterial, der Kernbauform, dem Wicklungsaufbau, der Luftspalllänge, dem Gewicht sowie Bauvolumen auch dessen elektrischen Eigenschaften und Kosten umfasst.

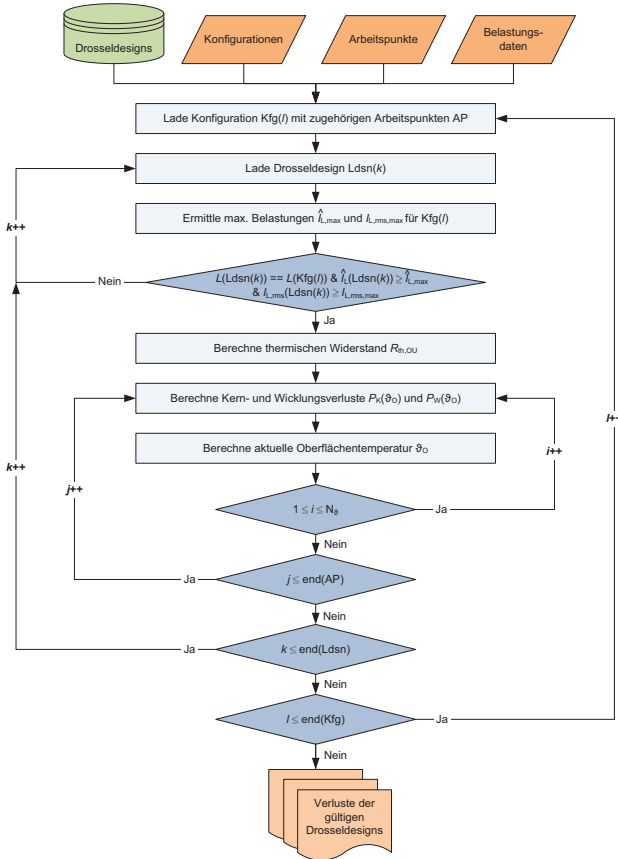


Abbildung 5.18: Flussdiagramm der Drosselverlustberechnung (2. Schritt des Auslegungsverfahrens)

An das durchgeführte Drosseldesign schließt sich im zweiten Schritt des Auslegungsverfahrens die Berechnung der Kern- und Wicklungsverluste sowie die Ermittlung der Oberflächentemperatur der jeweiligen Drossel an (vgl. Abbildung 5.18). Dazu werden zu Beginn die Konfigurationen mit den dazugehörigen Arbeitspunkten sowie die Drosseldesigns sukzessive eingelesen. Danach werden die maximalen Belastungen $I_{L,pk,max}$ und $I_{L,rms,max}$ über alle Arbeitspunkte einer jeweiligen Konfiguration aus den hinterlegten Belastungsdaten ermittelt. Die Drosseldesigns werden anschließend dahingehend überprüft, ob sie einerseits die gemäß der Kon-

figuration erforderliche Nenninduktivität sowie die Maximalbelastungen gewährleisten. In diesem Fall wird für das betreffende Drosseldesign der thermische Widerstand, welcher aus der vom Anwender definierten maximalen Oberflächentemperatur, der Umgebungstemperatur sowie der Kühlungsart (vgl. Abschnitt 5.1.3) resultiert, berechnet. Darauf aufbauend erfolgt für jeden Arbeitspunkt der Konfiguration die Berechnung der Wicklungs- und Kernverluste sowie der Oberflächentemperatur in N_β Iterationsschritten, um auf diese Weise die Verluste und die Oberflächentemperatur im stationären thermischen Zustand zu erhalten. Die Wicklungs- bzw. Kernverluste werden gemäß

$$P_W = P_{W,DC} + P_{W,AC} = R_{W,DC} \cdot I_{L,DC}^2 + \sum_{n=1}^{\infty} R_{W,AC,n} \cdot I_{L,n,rms}^2 \quad (5.64)$$

bzw. gemäß der modifizierten iGSE nach Gleichung (5.15) ermittelt. Die Wicklungswiderstände in Gleichung (5.64) ergeben sich hierbei mithilfe der Normalengleichung nach Gleichung (5.63). Zur Berechnung der Oberflächentemperatur wird das in Abschnitt 5.1.3 hergeleitete thermische Modell herangezogen:

$$\vartheta_O = R_{th,OU} \cdot [P_K(\vartheta_O) + P_W(\vartheta_O)] + \vartheta_U. \quad (5.65)$$

Sollte die spezifizizierte, maximale Drosseltemperatur $\vartheta_{O,max}$ überschritten werden, so wird dies in der Verlustdaten-Datei vermerkt und kann im Optimierungsdurchlauf berücksichtigt werden.

Im Vergleich zu der ursprünglich in [Rigbers 2010] dargelegten Methode zur Drosselauslegung weist das an dieser Stelle gezeigte Verfahren den Vorteil auf, dass die Dauer für die Berechnung der Drosselverluste deutlich verkürzt werden kann. Die Verkürzung der Rechenzeit ist darauf zurückzuführen, dass nunmehr lediglich in der Praxis relevante Drosseldesigns, d.h. Drosseln mit möglichst vollständig ausgenutztem Wickelfenster, berücksichtigt werden. Im Gegensatz hierzu wurde bei der ursprünglichen Auslegungsmethode zunächst die minimale und maximale Windungsanzahl N_{min} und N_{max} in Abhängigkeit der Sättigungsflussdichte bzw. des thermischen Grenzwertes und des maximalen Luftspalts bestimmt, auf Grundlage derer die Verluste für alle $N_{min} \leq N \leq N_{max}$ berechnet wurden. Des Weiteren werden bei dem vereinfachten Auslegungsverfahren wahlweise für die jeweilige Applikation geeignete Drosseldesigns im Vorfeld herausgefiltert, was zu einer zusätzlichen Verkürzung der Rechenzeit führt.

5.2 Leistungshalbleiter

Leistungshalbleiter sind die zentralen Bauelemente der Leistungselektronik, da durch ihren Einsatz das verlustarme Umformen von elektrischer Energie erst ermöglicht wird. Zudem sind sie ein nicht zu vernachlässigender Kostenfaktor und ihre Leit- und Schaltcharakteristiken haben einen ausschlaggebenden Einfluss auf die Gesamtverluste des Konverters.

Im Folgenden wird eine kurze Übersicht zu den im betrachteten Leistungsbereich bis 30 kW eingesetzten Halbleitermaterialien und -bauelementen gegeben, bevor anschließend die Verlustmechanismen, das thermische Modell sowie die im Werkzeug implementierten Auswahl- und Verlustberechnungsroutinen dargestellt werden.

5.2.1 Übersicht: Halbleiter für den mittleren Leistungsbereich

5.2.1.1 Halbleitermaterialien

Der überwiegende Anteil der heutzutage eingesetzten Halbleiter besteht aus dem Grundmaterial Silizium (Si). Durch die fortschreitende Verbesserung der Halbleiterstrukturen und des Herstellungsprozesses nähert sich diese Technologie allerdings dem physikalischen Limit [Semikron 2010], sodass die Forschung an alternativen Materialien in den letzten Jahren intensiviert wurde. Hierbei stehen die sog. *wide bandgap materials*, d.h. Materialien mit großer Bandlücke wie Siliziumkarbid (SiC) und Galliumnitrid (GaN), im Vordergrund der Entwicklungsanstrengungen.

Siliziumkarbid

Mit den ersten auf dem Markt verfügbaren Schottky-Dioden aus Siliziumkarbid in 2001 hat die Entwicklung von Halbleitern mit großer Bandlücke einen rasanten Verlauf genommen. Mittlerweile sind auch aktive Schalter auf SiC-Basis von verschiedenen Herstellern im Spannungsreich von 600 V bis 1700 V und bis zu 50 A verfügbar oder stehen vor ihrer Einführung. Im Vergleich zu Silizium hat Siliziumkarbid folgende Vorteile [Infineon 2011]:

- Die Bandlücke E_g von SiC ist etwa dreimal größer als die von Si (vgl. Tabelle 5.3). Dies ermöglicht die Herstellung von hochsperrenden Bauelementen und führt im Fall von Leistungsdioden aus SiC zu einem geringen Rückwärtsstrom.
- Die kritische Feldstärke E_{krit} ist um etwa eine Zehnerpotenz größer. Somit kann der Durchlasswiderstand R_{on} entsprechend Gleichung (5.66) theoretisch um einen Faktor von 400 verringert werden, was im Folgeschluss zu geringeren Durchlassverlusten führt.

$$R_{\text{on}} \sim \frac{1}{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \mu_n \cdot E_{\text{krit}}^3} \quad (5.66)$$

- Die Wärmeleitfähigkeit λ ist um den Faktor 2 bis 3 besser, was bei gleicher Chipfläche einen verringerten thermischen Widerstand R_{th} des Halbleiterchips bedingt.
- Die Temperaturfestigkeit ist mehr als doppelt so hoch, sodass mit geeigneten, z. Zt. aber noch existierenden Aufbautechniken Junction-Temperaturen über 200°C erreicht werden können.

Von Nachteil sind insbesondere die derzeit noch höheren Kosten, da die Größe der SiC-Wafer bei gleichzeitig hoher Defektdichte gegenüber Silizium geringer ist. Der Kostenaspekt hat zur Folge, dass SiC-Leistungshalbleiter bisher nur in Anwendungen eingesetzt werden, bei denen ein hoher Wirkungsgrad oder eine hohe Schaltfrequenz realisiert werden muss.

Galliumnitrid

Während Halbleiter auf GaN-Basis für HF-Anwendungen und in der Optoelektronik seit den 1990er Jahren eingesetzt werden, hat die Entwicklung von GaN-Transistoren für die Leistungselektronik erst in den letzten Jahren an Dynamik gewonnen [Hilt et al. 2011].

Die Bandlücke sowie die kritische Feldstärke von GaN liegen, wie Tabelle 5.3 entnommen werden kann, in der gleichen Größenordnung wie bei SiC, sodass auch hier die Realisierung

Parameter	Si	4H-SiC	GaN
Bandlücke E_g in eV	1,12	3,26	3,4
kritische Feldstärke E_{krit} in $\frac{MV}{cm}$	0,3	2,8	3,3
thermische Leitfähigkeit λ in $\frac{W}{cm \cdot K}$	1,5	3,9	1,3 – 2,0
relative dielektrische Konstante ϵ_r	11,9	9,7	8,9
Elektronenbeweglichkeit μ_n in $\frac{cm^2}{Vs}$	1500	900	1000 – 2000*
Sättigungsgeschwindigkeit $v_{D,sat}$ in $\frac{cm}{s}$	$1,0 \cdot 10^7$	$2,0 \cdot 10^7$	$2,5 \cdot 10^7$
maximale Temperatur ϑ_{max} in K	400	873	900

* In einem zweidimensionalen Elektronengas (2DEG) an einem AlGaN/GaN-Heterokontakt beträgt die Elektronenbeweglichkeit etwa den doppelten Wert.

Tabelle 5.3: Übersicht zu den physikalischen Eigenschaften verschiedener Halbleitermaterialien nach [Schröder 2006], [Melkonyan 2007] und [Neuburger 2006]

von Bauelementen mit geringem Durchlasswiderstand und gleichzeitig hoher Sperrspannung möglich ist. Aufgrund der hohen Sättigungsgeschwindigkeit lassen sich ferner Schaltgeschwindigkeiten erzielen, die Si und sogar SiC übertreffen.

Hinsichtlich der Aufbaustruktur von GaN-Halbleitern sind insbesondere laterale Bauelemente, die kristalline GaN-Schichten beispielsweise auf Si- oder SiC-Substraten verwenden, vielversprechend (vgl. Abschnitt 5.2.1.2): Zur Herstellung dieser Bauelemente können die für Silizium entwickelten Standard-Prozesse angewendet werden, sodass mit Kosten in der Dimension von Silizium-Transistoren zu rechnen ist [Lindemann 2011]. Dagegen gestaltet sich die Herstellung von GaN-Substraten, welche für vertikale Bauelemente benötigt werden, als schwierig und vor allem als kostenintensiv.

5.2.1.2 Halbleiter-Bauelemente

Leistungsdioden

Bei Leistungsdioden wird zwischen *pn*- und *Schottky*-Dioden unterschieden, wobei zum Ladungstransport bei Schottky-Dioden – im Gegensatz zu pn-Dioden – ausschließlich Elektronen beitragen, die das dynamische Verhalten positiv beeinflussen. Während sich Si-Schottky-Dioden nur bis zu wenigen Hundert Volt Sperrspannung aufgrund des andernfalls zunehmenden Driftzonenwiderstands eignen [Schröder 2006], kann mit der Ausführung in Siliziumkarbid eine etwa 20 Mal höhere Sperrfähigkeit bei zu einer Si-Schottky-Diode gleichem Driftzonenwiderstand erlangt werden. Darüber hinaus weisen SiC-Schottky-Dioden sehr geringe Rückstromspitzen und kleinste Ausschaltverluste (vgl. [Phlippen 2004]) auf, sodass sie sich für effizienz-kritische Anwendungen etabliert haben.

Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistoren (MOSFETs)

Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistoren (engl. *Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistors*) zählen zu den *unipolaren* Halbleiterbauelementen, d.h. dass nur der in der Überzahl vorhandene Ladungsträgertyp zur Stromführung beiträgt. Hierbei wird zwischen *n-Kanal*- und *p-Kanal*-MOSFETs unterschieden, die jeweils als *selbstsperrender* oder als *selbstleitender* Typ ausgeführt werden können (vgl. [Reisch 2007]). In der Leistungselektronik werden fast ausschließlich selbstsperrende n-Kanal-MOSFETs eingesetzt. Dies ist zum einen durch ihre implizite Sicherheit begründet, da im Gegensatz zu den selbstleitenden MOSFETs nicht die Gefahr besteht, dass der Spannungszwischenkreis bei einer fehlenden Ansteuerung der Halbleiter kurzgeschlossen wird. Darüber hinaus haben n-Kanal- gegenüber p-Kanal-MOSFETs den Vorteil, dass sie einen niedrigeren Durchlasswiderstand aufgrund der höheren Beweglichkeit der Elektronen besitzen.

Hinsichtlich der Ausführung von MOSFETs in Siliziumkarbid ist zu beachten, dass eine direkte Übertragung der für Silizium bewährten Konzepte auf Siliziumkarbid nicht ohne Weiteres möglich sein wird [Melkonyan 2007]. Ein wesentlicher Unterschied hierbei betrifft die Zuverlässigkeit von Si- gegenüber SiC-MOSFETs, die vor allem in der Wechselwirkung von Siliziumkarbid und Siliziumdioxid (SiO_2), welches zur Isolierung im Bereich des Gate-Anschlusses dient, und der damit verbundenen Degradation begründet ist.

Sperrschicht-Feldeffekttransistoren (JFETs)

Sperrschicht-Feldeffekttransistoren (engl. *Junction Field-Effect Transistors*) sind ebenso wie MOSFETs unipolare Halbleiterbauelemente und es wird zwischen n- und p-Kanal-Typen unterschieden. JFETs aus dem Grundmaterial Silizium haben im Vergleich zu Si-MOSFETs nur eine geringe Verbreitung erlangt. Auf Basis von Siliziumkarbid weisen sie jedoch gegenüber SiC-MOSFETs den entscheidenden Vorteil auf, dass sie keine SiO_2 -Schicht zur Isolation benötigen, die sich in Bezug auf die Zuverlässigkeit des Halbleiters kritisch auswirken könnte. Des Weiteren ist die Pinch-Off-Spannung eines JFETs nahezu temperaturunabhängig [Friedrichs 2008]. Dem steht der Nachteil gegenüber, dass der n-Kanal JFET ein selbstleitendes Bauelement ist, was die bereits erwähnten Einschränkungen bzgl. der Sicherheit mit sich bringt. Die verfügbaren normally-off JFETs umgehen dieses Problem zwar, weisen jedoch auch einen höheren Durchlasswiderstand auf.

Bipolare Transistoren mit isoliertem Steueranschluss (IGBTs)

Der bipolare Transistor mit isoliertem Steueranschluss (engl. *Insulated Gate Bipolar Transistor*) stellt eine Weiterentwicklung des vertikalen MOSFETs dar (vgl. [Schröder 2006]). Die Stromleitung wird bei IGBTs sowohl durch die Elektronen als auch durch die Löcher getragen, sodass es sich um *bipolare* Bauelemente handelt. IGBTs weisen im eingeschalteten Zustand ein Dioden-ähnliches Sättigungsverhalten auf, was im Vergleich zu MOSFETs den Vorteil geringerer Leitverluste bei hohen Strömen mit sich bringt. Zudem können IGBTs bei gleicher Chipfläche aufgrund der niedrigeren Durchlassspannung für höhere Spannungen und Ströme ausgelegt werden. Auf der anderen Seite ist eine Rekombination der Löcher beim Ausschalten des Halbleiters notwendig – der Abbau der Ladung verursacht einen sog. Tailstrom und hat zusätzliche Schaltverluste sowie längere Schaltzeiten zur Folge.

Transistoren mit hoher Elektronenbeweglichkeit (HEMTs/ HFETs)

Transistoren mit hoher Elektronenbeweglichkeit, die im Englischen als *High Electron Mobility Transistor* (HEMT) oder auch als *Heterojunction Field-Effect Transistor* (HFET) bezeichnet werden, bestehen aus Schichten verschiedener Grundmaterialien mit unterschiedlichen Bandlücken (vgl. [Zhang 2002], [Neuburger 2006]). Im Fall eines HEMTs auf GaN-Basis wird das Materialsystem Aluminium-Galliumnitrid/ Galliumnitrid verwendet, dessen Aufbauprinzip in Abbildung 5.19 gezeigt ist. Aufgrund der unterschiedlichen Bandlücken von AlGaN und GaN, die $E_g = 4,0$ eV bzw. $E_g = 3,4$ eV betragen, bildet sich an der Grenzfläche der beiden Materialien ein zweidimensionales Elektronengas² (2DEG) aus, welches als leitfähiger Kanal dient. Die Elektronenbeweglichkeit erreicht infolge der hohen Elektronenkonzentration in dem 2DEG Werte von bis zu etwa $2000 \frac{\text{cm}^2}{\text{Vs}}$ und übertrifft damit die Werte von Si und SiC (vgl. Tabelle 5.3). Insgesamt ist die Funktionsweise eines HEMTs zu der eines selbstleitenden JFETs ähnlich, was dieselben Vorbehalte in Bezug auf dessen Verwendung hervorruft.

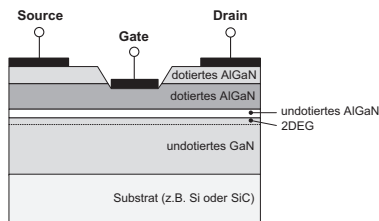


Abbildung 5.19: Aufbauschema eines AlGaN/GaN-HEMTs

Der Einsatz von HEMTs auf GaN-Basis ist allerdings mit einigen Herausforderungen verbunden. Aufgrund von Ladungen mit geringer Beweglichkeit an der AlGaN-Oberfläche sowie im Substrat tritt im Einschaltmoment ein hoher Durchlasswiderstand auf – dieser Effekt wird als „current collapse“ oder auch „dynamischer Einschaltwiderstand“ bezeichnet [Hilt et al. 2011]. Darüber hinaus entscheidet die Wahl des Substrats, auf welches das GaN abgeschieden wird, über die Qualität des HEMTs: Während bei der Verwendung von Si als Substrat mechanische Spannungen auftreten [Lindemann 2011], weist SiC nahezu gleiche mechanische Eigenschaften wie GaN auf, wobei jedoch die höheren Kosten negativ ins Gewicht fallen.

5.2.2 Verlustmechanismen und ihre Berechnung

Die Verlustleistung von Halbleitern setzt sich aus den *statischen* und den *dynamischen* Verlusten zusammen. Zudem müssen die für die Ansteuerung der Halbleiter benötigten Treiber versorgt werden, deren Verlustleistungsaufnahme aber allerdings für die Halbleiter im mittleren Leistungsbereich gegenüber den erstgenannten Verlustarten vernachlässigbar sind.

5.2.2.1 Statische Verluste (Durchlassverluste)

Die statischen Verluste werden im leitenden Zustand durch den an einem Halbleiter auftretenden Spannungsabfall und während der Sperrzeit durch den Leckstrom hervorgerufen. Die

²Aufgrund der sehr geringen Grabenbreite kann sich im quantenmechanischen Sinne nur ein Elektronenzustand ausbilden, sodass ein zwei- statt normalerweise dreidimensionales Elektronengas entsteht [Petermann 2012].

Sperrverluste können für Sperrspannungen unterhalb von 1000 V im Allgemeinen vernachlässigt werden, da die Leckströme zumeist sehr gering sind [Semikron 2010].

Die Vorwärtsspannung u_F bzw. u_T einer Diode bzw. eines Transistors in Abhängigkeit des Vorwärtstroms i_F bzw. i_T kann linear zu

$$u_F = U_{F0} + r_F \cdot i_F \quad (5.67)$$

bzw.

$$u_T = U_{T0} + r_T \cdot i_T \quad (5.68)$$

mit den differentiellen Widerständen r_F bzw. r_T und den Schleusenspannungen U_{F0} bzw. U_{T0} genähert werden. Die Durchlassverlustleistung $P_{D,con}$ bzw. $P_{T,con}$ leitet sich aus der allgemeinen Definition der Leistung und den Gleichungen (5.67) bzw. (5.68) her:

$$P_{D,con} = \frac{1}{T} \int_0^T u_F(t) \cdot i_F(t) dt = U_{F0} \cdot i_{F,avg} + r_F \cdot i_{F,rms}^2 \quad (5.69)$$

bzw.

$$P_{T,con} = \frac{1}{T} \int_0^T u_T(t) \cdot i_T(t) dt = U_{T0} \cdot i_{T,avg} + r_T \cdot i_{T,rms}^2. \quad (5.70)$$

5.2.2.2 Dynamische Verluste (Schaltverluste)

Die dynamischen Verluste entstehen aufgrund des nicht idealen Strom- und Spannungsverlaufs der Halbleiter im Ein- und Ausschaltmoment. Folglich setzen sich die Schaltverluste aus den Ein- und Ausschaltverlusten der Halbleiter zusammen, wobei die Einschaltverluste der Dioden i.d.R. vernachlässigt werden können. Die Einschaltverluste $P_{T,on}$ eines Transistors für eine Netzperiode lassen sich über die Einschaltenergie $E_{T,on}$ und die Schaltfrequenz bestimmen:

$$P_{T,on} = f_S \cdot E_{T,on} = f_S \int_0^{t_{on}} u_T(t) \cdot i_T(t) dt. \quad (5.71)$$

Analog dazu berechnen sich die Ausschaltverluste einer Diode $P_{D,off}$ bzw. eines Transistors $P_{T,off}$ gemäß der Gleichungen (5.72) bzw. (5.73).

$$P_{D,off} = f_S \cdot E_{D,off} = f_S \int_0^{t_{off}} u_F(t) \cdot i_F(t) dt \quad (5.72)$$

$$P_{T,off} = f_S \cdot E_{T,off} = f_S \int_0^{t_{off}} u_T(t) \cdot i_T(t) dt \quad (5.73)$$

5.2.3 Thermisches Modell

Die Temperatur hat Einfluss auf die elektrischen Eigenschaften und somit auf die Verluste eines Halbleiters. Um diesem Einfluss Rechnung zu tragen, werden die Verluste bei vorgegebener Kühlkörpertemperatur im stationären thermischen Zustand iterativ ermittelt. Das im Folgenden erläuterte thermische Modell basiert dabei auf der Annahme, dass alle Halbleiter gemeinsam auf einem Kühlkörper mit der Temperatur ϑ_{HS} untergebracht sind und der Abstand zwischen

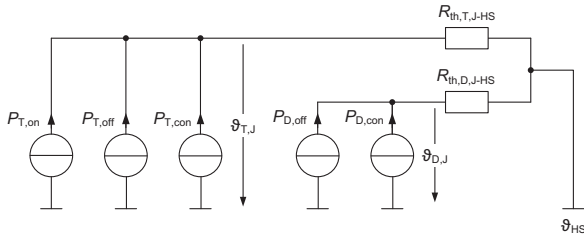


Abbildung 5.20: Thermisches Ersatzschaltbild einer Schaltzelle

den einzelnen Halbleitern so groß ist, dass eine gegenseitige thermische Beeinflussung vernachlässigt werden kann.

Das entsprechende thermische Ersatzschaltbild einer Schaltzelle, d.h. eines Transistors mit seiner komplementären Diode, im stationären Zustand ist in Abbildung 5.20 dargestellt. Hierbei bestehen die thermischen Ersatzwiderstände des Transistors bzw. der Diode aus der – wie in Abbildung 5.21 (b) dargestellten – Reihenschaltung der einzelnen thermischen Übergangswiderstände des in einem Modul verbauten Halbleiters (vgl. Abbildung 5.21 (a)).

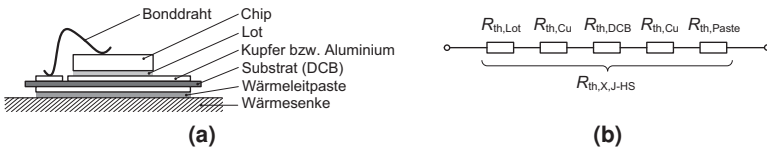


Abbildung 5.21: (a) Aufbau und (b) thermischer Ersatzwiderstand eines im Modul verbauten Halbleiters nach [Lutz 2006]

Bei der Berechnung des thermischen Ersatzwiderstandes wird zudem der Effekt der Wärmespreizung miteinbezogen und somit berücksichtigt, dass sich die abzuführende Wärme nicht nur in der vertikalen, sondern auch in der horizontalen Richtung ausbreitet. Der thermische Widerstand der Materialschicht j eines aus mehreren Schichten bestehenden Halbleitersaufbaus unter Berücksichtigung der Wärmespreizung kann wie folgt berechnet werden [Infineon 2011]:

$$R_{th,j} \approx \frac{d_j}{\lambda_j \cdot A_{aus,j}} = \frac{d_j}{\lambda_j [a_{ein,j} + 2d_j \tan(\alpha_j)]^2}. \quad (5.74)$$

Hierbei ist d_j die Dicke, λ_j die Wärmeleitfähigkeit, $A_{aus,j}$ die Wärmeaustrittsfläche, $a_{ein,j}$ die Kantenlänge der Wärmeeintrittsfläche und α_j der Spreizungswinkel in [rad] der jeweiligen Materialschicht. Die Berechnung des Spreizungswinkels stellt mitnichten eine triviale Aufgabe dar – in der Literatur ist für jenen in aller Regel eine erste Näherung von $45^\circ \approx 0,785$ rad (vgl. u.a. [Masana 1996]) zu finden, die auch für die vorliegenden Betrachtungen verwendet werden soll.

5.2.4 Auswahl- und Verlustberechnungsverfahren

Abbildung 5.23 zeigt das an [Rigbers 2010] angelehnte Flussdiagramm der Vorgehensweise zur Halbleiterauswahl und -verlustberechnung. Im ersten Schritt erfolgt die Selektion von geeigne-

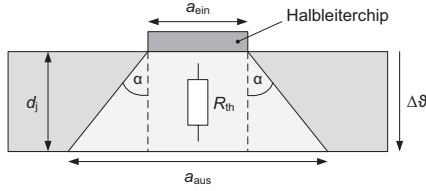


Abbildung 5.22: Wärmespreizung in einer Materialschicht des Halbleiteraufbaus nach [Infineon 2011]

ten Schaltzellen aus der Datenbank. Dazu wird überprüft, ob die an den einzelnen Elementen einer Schaltzelle maximal auftretende Spannungsbelastung aller Profile im Rahmen ihres zulässigen Wertes liegt:

$$u_{X,pk} \stackrel{!}{\leq} u_{X,zul}. \quad (5.75)$$

Für alle gültigen Schaltzellen werden in dem darauf folgenden Schritt die Leit- und Schaltverluste bei den vom Anwender vorgegebenen Kühlkörper-Temperaturen mithilfe des erläuterten thermischen Modells ermittelt.

Zur Berechnung der Leitverluste werden dabei die Gleichungen (5.69) und (5.70) herangezogen. Unter Verwendung der Kurzzeitgrößen lauten diese für eine jeweilige Schaltperiode und unter Berücksichtigung der Temperatur:

$$P_{D,con,k} = U_{F0,\vartheta} \cdot i_{F,avg,k} + r_{F,\vartheta} \cdot i_{F,rms,k}^2 \quad (5.76)$$

$$P_{T,con,k} = U_{T0,\vartheta} \cdot i_{T,avg,k} + r_{T,\vartheta} \cdot i_{T,rms,k}^2. \quad (5.77)$$

Dabei sind die Kurzzeitgrößen bereits aus den Belastungsdaten für die jeweiligen Arbeitspunkte der betrachteten Topologie bekannt und die benötigten Schleusenspannungen sowie differentiellen Widerstände können mithilfe der in der Datenbank hinterlegten diskreten Durchlasscharakteristiken der Schaltzellenelemente ermittelt werden. Durch die Mittelung über alle N_{Abtast} Abtastschritte ergeben sich schließlich die netzperiodenbezogenen Durchlassverluste:

$$P_{X,con}(\vartheta) = \frac{1}{N_{smp}} \sum_{k=1}^{N_{smp}} P_{X,con,k}(\vartheta). \quad (5.78)$$

Für die Berechnung der Schaltverluste wird gemäß den Gleichungen (5.71) bis (5.73) neben der Schaltfrequenz der exakte Kurvenverlauf der Ströme und Spannungen während des Ein- bzw. Ausschaltvorgangs benötigt. Diese exakten Kurvenverläufe stehen allerdings nicht zur Verfügung, da die Schalter – wie auch alle anderen Bauelemente – als verlustfrei, d.h. mit idealem Strom- und Spannungsverlauf, während der Ermittlung der Belastungsdaten angenommen werden. Aus diesem Grund werden der Schaltstrom und die Schaltspannung sowie die sich daraus ergebenden Schaltenergien bei unterschiedlichen Temperaturen messtechnisch bestimmt, wobei die Halbleiter mithilfe einer sog. Doppelpuls-Schaltung (siehe [Lutz 2006]) vermessen werden. Die Schaltenergien in Abhängigkeit von Schaltstrom und -spannung können durch ein Polynom dritten Grades mit den Koeffizienten $c_{T,on,\mu,v}(\vartheta)$, $c_{T,off,\mu,v}(\vartheta)$ und $c_{D,off,\mu,v}(\vartheta)$ angenähert und in der Datenbank gespeichert werden. Unter Anwendung der nachstehenden Gleichungen

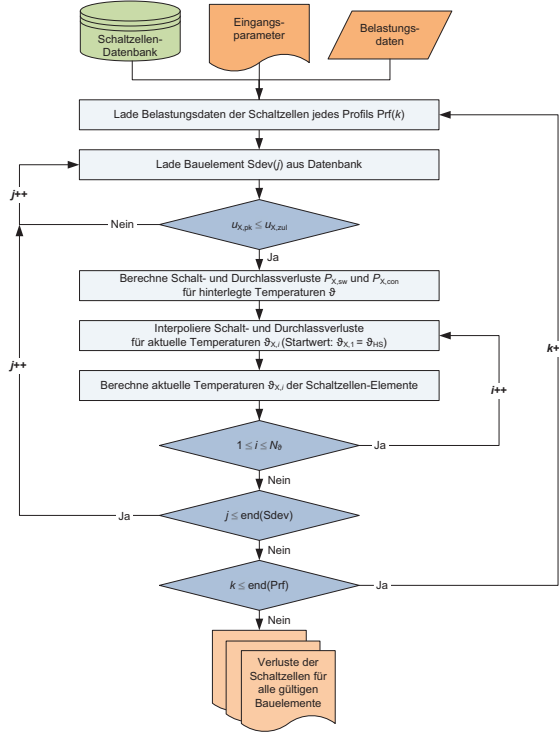


Abbildung 5.23: Flussdiagramm der Halbleiterauswahl und -verlustberechnung nach [Rigbers 2010]

(5.79) bis (5.81) können die Schaltenergien für das betreffende Bauelement und den jeweiligen Arbeitspunkt des Konverters berechnet werden.

$$E_{T,on,j}(\vartheta) = \sum_{\mu=1}^4 \sum_{v=1}^4 c_{T,on,\mu,v}(\vartheta) i_{T,on,j}^{\mu-1} u_{T,on,j}^{v-1} \quad (5.79)$$

$$E_{T,off,j}(\vartheta) = \sum_{\mu=1}^4 \sum_{v=1}^4 c_{T,off,\mu,v}(\vartheta) i_{T,off,j}^{\mu-1} u_{T,off,j}^{v-1} \quad (5.80)$$

$$E_{D,off,j}(\vartheta) = \sum_{\mu=1}^4 \sum_{v=1}^4 c_{D,off,\mu,v}(\vartheta) i_{D,off,j}^{\mu-1} u_{D,off,j}^{v-1} \quad (5.81)$$

Hierfür werden die Anzahl der Schalthandlungen und die entsprechenden Schaltströme und -spannungen innerhalb einer Netzperiode benötigt: Ist der Einschaltstrom größer als Null und der Tastgrad zugleich größer als Null und kleiner als eins, wird die Schaltperiode als Zeitraum mit Schalthandlungen gewertet:

$$n_{T,on,j} = \begin{cases} n_{T,on,j-1} + 1 & \text{für } i_{T,on,j} > 0 \quad \wedge \quad 0 < a_{T,j} < 1 \\ n_{T,on,j-1} & \text{sonst} \end{cases} \quad (5.82)$$

$$n_{T,off,j} = \begin{cases} n_{T,off,j-1} + 1 & \text{für } i_{T,off,j} > 0 \quad \wedge \quad 0 < a_{T,j} < 0 \\ n_{T,off,j-1} & \text{sonst.} \end{cases} \quad (5.83)$$

Infolgedessen werden die Ein- und Ausschaltspannungen sowie -ströme ausgewertet:

$$u_{T,on,j} = \begin{cases} u_{T,on}(t_j) & \text{für } i_{T,on,j} > 0 \quad \wedge \quad 0 < a_{T,j} < 0 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (5.84)$$

$$i_{T,off,j} = \begin{cases} i_{T,off}(t_j) & \text{für } i_{T,on,j} > 0 \quad \wedge \quad 0 < a_{T,j} < 0 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (5.85)$$

$$u_{T,off,j} = \begin{cases} u_{T,off}(t_j) & \text{für } i_{T,on,j} > 0 \quad \wedge \quad 0 < a_{T,j} < 0 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (5.86)$$

Die auf eine Netzperiode bezogenen Schaltverluste berechnen sich schließlich anhand der Summe der Schaltenergien über alle n mit den Gleichungen (5.82) und (5.83) ermittelten Ein- und Ausschaltvorgänge multipliziert mit der Netzfrequenz:

$$P_{T,sw}(\vartheta) = f_{\text{Netz}} \sum_{j=1}^n [E_{T,on,j}(\vartheta) + E_{T,off,j}(\vartheta)] \quad (5.87)$$

$$P_{D,sw}(\vartheta) = f_{\text{Netz}} \sum_{j=1}^n E_{D,off,j}(\vartheta). \quad (5.88)$$

Die Gesamtverluste der Schaltzellenelemente ergeben sich durch Summation der Durchlass- und Schaltverluste zu:

$$P_{X,ges}(\vartheta) = P_{X,con}(\vartheta) + P_{X,sw}(\vartheta). \quad (5.89)$$

Im den letzten beiden Schritten des Halbleiterauswahl und -verlustberechnung werden in $j = 1 \dots N_\vartheta$ Iterationsschritten die Verluste und Temperaturen im stationären thermischen Zustand berechnet:

$$\vartheta_{T,1} = \vartheta_{D,1} = \vartheta_{C,1} = \vartheta_{HS} \quad (5.90)$$

$$\vartheta_{C,j+1} = R_{th,HS} + R_{th,CHS} \cdot [P_{T,ges}(\vartheta_{T,j}) + P_{D,ges}(\vartheta_{D,j})] \quad (5.91)$$

$$\vartheta_{T,j+1} = \vartheta_{C,j+1} + R_{th,TC} \cdot P_{T,ges}(\vartheta_{T,j}) \quad (5.92)$$

$$\vartheta_{D,j+1} = \vartheta_{C,j+1} + R_{th,DC} \cdot P_{D,ges}(\vartheta_{D,j}). \quad (5.93)$$

5.3 Zwischenkreiskondensatoren

Der Gleichspannungszwischenkreis, im Folgenden kurz als Zwischenkreis bezeichnet, dient zur Zwischenspeicherung der von dem Photovoltaik-Generator bereitgestellten Energie und koppelt zudem die Wechselrichterstufe mit einer evtl. vorgeschalteten DC/DC-Wandlerstufe. In PV-Wechselrichtern werden üblicherweise Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren, kurz Al-Elkos, aufgrund ihres höheren Speicherpotentials gegenüber Folienkondensatoren eingesetzt, die auch im Folgenden im Mittelpunkt der Betrachtungen stehen sollen. Allerdings tritt bei Al-Elkos die Problematik des Austrocknens von dem flüssigen Elektrolyt auf, sodass den Lebensdauerbetrachtungen eine besondere Beachtung geschenkt werden muss.

5.3.1 Aufbau von Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren

Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren bestehen, wie in Abbildung 5.24 gezeigt, aus einer Anode, einem Dielektrikum sowie einer Kathode. Die Anode ist dabei eine Aluminium-Folie, deren Oberfläche zur Vergrößerung der Fläche aufgeraut ist. Auf der Anode ist eine Aluminium-Oxid- (Al_2O_3) Schicht als Dielektrikum aufgedampft. Die Kathode wird aus einem mit dem flüssigen Elektrolyten getränkten Papier sowie einer Aluminium-Folie gebildet.

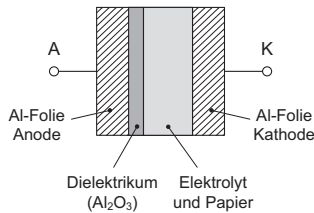


Abbildung 5.24: Aufbau eines Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren

Die in einem Al-Elko auftretenden Verluste setzen sich aus den folgenden Anteilen zusammen, wobei diese durch einen Serienseratzwiderstand R_{ESR} (engl. *Equivalent Series Resistance*) repräsentiert werden können:

1. frequenzabhängige Verluste im Dielektrikum;
2. ohmsche Verluste an den Zuleitungen und Kontaktierungen;
3. Verluste aufgrund des temperaturabhängigen Widerstands des Elektrolyten.

Der Serienseratzwiderstand wird i.d.R. in den Datenblättern der Kondensatoren angegeben oder kann messtechnisch in Abhängigkeit der Frequenz und Temperatur – wie in Abbildung 5.25 dargestellt – bestimmt werden. Hierbei ist der mit steigenden Temperaturen abnehmende Wert des Serienseratzwiderstandes auf die zunehmende Leitfähigkeit des Elektrolyts zurückzuführen.

5.3.2 Dimensionierung

Hinsichtlich der Dimensionierung eines Zwischenkreises mit Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren ist zunächst ausschlaggebend, ob ein- und dreiphasiges System vorliegt: Während bei einem einphasigen Wechselrichter die vom PV-Generator bereit gestellte Gleichstromleistung im Rhythmus der zweifachen Netzfrequenz zwischengespeichert werden muss, ist der Leistungsfluss im Fall eines dreiphasigen Wechselrichters vom PV-Generator über den Zwischenkreis in das Netz konstant. Die entsprechend häufige Energieauf- und -abnahme der Kondensatoren bei einem einphasigen Wechselrichter sind mit einer Spannungsänderung seitens der Kondensatoren verbunden, die sich auf die PV-Generator-Spannung überträgt und dazu führt, dass der PV-Generator nicht kontinuierlich im Maximum Power Point (kurz: MPP) arbeitet. Um die damit einhergehenden Ertragsverluste gering zu halten, ist der Zwischenkreis eines einphasigen Systems folglich so zu dimensionieren, dass lediglich eine definierte Spannungswelligkeit der Kondensatoren $\Delta u_{C,\text{def}}$ auftritt.

Ein weiteres Kriterium für die Zwischenkreis-Dimensionierung ist die Erzielung der gewünschten Lebensdauer von den Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren. Die wesentlichen Einflussfak-

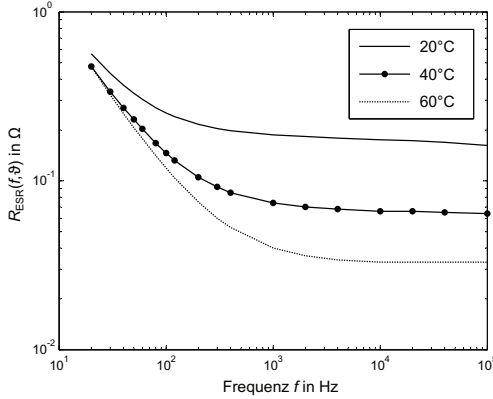


Abbildung 5.25: Messtechnisch ermittelter Verlauf des Serieneratzwiderstandes eines Al-Elkos als Funktion der Frequenz und der Temperatur

toren auf die an die Austrocknung des Elektrolyts gekoppelte Lebensdauer sind die *Umgebungstemperatur*, der *Rippelstrom* sowie die *Betriebsspannung*, welche der Al-Elko während des Betriebs erfährt.

Der Zusammenhang zwischen der *Umgebungstemperatur* und der Lebensdauer L_C wird durch die sog. *Arrhenius-Gleichung* beschrieben:

$$L_C = L_{C0} \cdot 2^{\frac{\vartheta_0 - \vartheta_U}{10}} \quad (5.94)$$

mit L_{C0} : Nennlebensdauer bei Nennbetriebstemperatur, ϑ_0 : Nennbetriebstemperatur und ϑ_U : Umgebungstemperatur. Nach Gleichung (5.94) hat eine Erhöhung der Umgebungstemperatur von 10°C näherungsweise eine Halbierung der Lebensdauer zur Folge. Gleichung (5.94) kann derart erweitert werden, als dass der Einfluss des Rippelstroms und der Betriebsspannung auf die Lebensdauer berücksichtigt wird [Rubycon 2012]:

$$L_C = L_{C0} \cdot 2^{\frac{\vartheta_0 - \vartheta_U}{10}} \cdot 2^{\frac{\Delta\vartheta_{J0} - \Delta\vartheta_J}{10}} \cdot \left(\frac{U_0}{U_B} \right)^\gamma \quad (5.95)$$

mit $\Delta\vartheta_{J0}$: Temperaturanstieg bei Nennrippelstrom, $\Delta\vartheta_J$: Temperaturanstieg bei dem tatsächlichen Rippelstrom³, U_0 : Nennspannung, U_B : Betriebsspannung und γ : Exponent der Spannungsabhängigkeit (Temperaturklasse 85°C: $\gamma = 5$, Temperaturklasse 105°C: $\gamma = 2, 5$). Hierbei spiegelt der dritte Term in Gleichung (5.95) den Einfluss der Eigenerwärmung infolge der durch den Rippelstrom und den Serieneratzwiderstand des Kondensators entstehenden Verluste auf die Lebensdauer wider. Dagegen stellt der vierte Term einen Zusammenhang zwischen der Betriebsspannung und der Lebensdauer her, wobei sich Betrieb mit einer als die Nennspannung geringeren Betriebsspannung positiv auf die Lebensdauer auswirkt. Der in Gleichung (5.95) eingehende Temperaturanstieg bei Nennrippelstrom $\Delta\vartheta_{J0}$ bzw. bei tatsächlichem Rippelstrom $\Delta\vartheta_J$ berechnet sich zu:

$$\Delta\vartheta_{J0} = \alpha \frac{I_0^2 \cdot R_{ESR}(f, \vartheta)}{\beta \cdot A_O} \quad (5.96)$$

³Der Index „J“ ist hierbei an den bei Halbleitern verwendeten Ausdruck „Junction“ angelehnt.

bzw.

$$\Delta \vartheta_J = \Delta \vartheta_{J0} \left(\frac{I_{\text{konv}}}{I_0} \right)^2. \quad (5.97)$$

Hierbei variiert der in Gleichung (5.96) einfließende Temperaturdifferenzfaktor α in Abhängigkeit des Durchmessers zwischen 1,0 und 1,6, während der Abstrahlungsfaktor β über die Kondensatoroberfläche A_O zu

$$\beta = 2,3 \cdot 10^{-3} A_O^{-0,2} \quad (5.98)$$

bestimmt werden kann. Des Weiteren wird der auftretende Ripplestrom auf die für den Nennripplestrom I_0 gültige Frequenz gemäß Gleichung (5.99) mit den vom Hersteller angegebenen Frequenzfaktoren umgerechnet.

$$I_{\text{konv}} = \sqrt{\sum_n \left(\frac{I_n}{k_{fn}} \right)^2} \quad (5.99)$$

Auf Basis der erläuterten Zusammenhänge wird die benötigte Kapazität pro Zwischenkreishälfte $C_{\text{ZWK},1} = C_{\text{ZWK},2}$ gemäß dem in Abbildung 5.26 gezeigten Ablaufdiagramm berechnet. Als Eingangsparameter werden neben der festgelegten Spannungswelligkeit der Kondensator $\Delta u_{C,\text{def}}$ die Nennlebensdauer L_{C0} , die geforderte Lebensdauer $L_{C,\text{def}}$, die Nennspannung sowie der Temperaturanstieg bei Nennripplestrom bzw. bei dem tatsächlichen Ripplestrom angegeben. Des Weiteren dienen die Harmonischen des Zwischenkreisstromes im ungünstigsten Arbeitspunkt, d.h. bei maximaler Eingangsspannung und maximaler Ausgangsleistung, sowie die in der Datenbank hinterlegten Elko-Daten als Eingangswerte. Um die Schwankungen der Betriebsspannung des Zwischenkreises aufgrund der Einstrahlungsleistung zu berücksichtigen, wird zunächst der Jahresdurchschnitt der Betriebsspannung $U_{B,\text{avg}}$ errechnet. Im nächsten Schritt wird der Serienwiderstandes $R_{\text{ESR}}(f)$ in Abhängigkeit der Frequenz für die gegebene Umgebungstemperatur aus den in der Datenbank hinterlegten Kurvenverläufen inter- bzw. extrapoliert. Die Berechnung der resultierenden Spannungswelligkeit und Lebensdauer werden dann für Kapazitätswerte beginnend mit 1 μF in 1 μF -Schritten solange durchgeführt, bis die geforderte Spannungswelligkeit und Lebensdauer eingehalten werden. Hierbei werden der Serieneratzwiderstand, die Oberfläche und der Nennripplestrom in Abhängigkeit des Kapazitätswertes anhand der Kondensator-Datenbank ermittelt.

5.3.3 Verlustberechnung

Die Verluste der Kondensatoren für jede der beiden Zwischenkreishälften $q = 1, 2$ können mithilfe der Effektivwerte der Kondensator-Stromharmonischen $I_{\text{ZWK},q,\text{rms}}(f_j)$, die aus den Belastungsberechnungen zur Verfügung stehen, und dem Serieneratzwiderstand $R_{\text{ESR},q}(f_j)$ ermittelt werden:

$$P_{\text{ZWK},q} = \sum_j R_{\text{ESR},q}(f_j) \cdot I_{\text{ZWK},q,\text{rms}}^2(f_j). \quad (5.100)$$

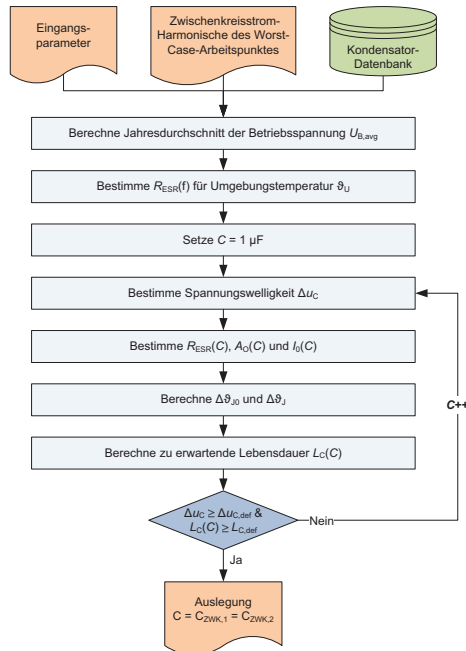


Abbildung 5.26: Ablaufdiagramm der Zwischenkreis-Dimensionierung für Al-Elkos

6 Optimierung und messtechnische Validierung der Wechselrichterstufe

In Kapitel 4 wurden die B6- und BSNPC-Topologien beschrieben und ihr analytisches Verhaltensmodell aufgestellt. Im Folgenden sollen für beide Topologien optimierte Designs mithilfe des *integrierten Design- und Optimierungsverfahrens* ermittelt werden, die den Ausgangspunkt für einen anschließenden Vergleich bilden. Zudem gibt die durchgeführte messtechnische Validierung Aufschluss über die Genauigkeit des eingesetzten Verfahrens.

6.1 Spezifikation der Wechselrichterstufe

Die Spezifikation der Wechselrichterstufe, unter deren Vorgabe optimierte Designs der B6- und BSNPC-Topologie ermittelt werden, ist Tabelle 6.1 zu entnehmen. Beide Konverter werden dabei für eine Nennleistung von 17 kVA und einen Leistungsfaktor von 1 sowie 0,8 kapazitiv und 0,8 induktiv ausgelegt. Die Zwischenkreisspannung beträgt 800 V_{DC} und als Modulationsverfahren wird die in Kapitel 4 erläuterte Raumzeigermodulation bei einer Schaltfrequenz von 16 kHz eingesetzt. Die Wechselrichterstufe ist an das deutsche Niederspannungsnetz mit einer Nennspannung von 230 V_{rms} und einer Frequenz von 50 Hz angeschlossen.

Parameter	Wert
Zwischenkreisspannung U_{DC}	800 V _{DC}
Nennausgangsspannung U_a (Leiter- gegen Neutralspannung)	230 V _{rms}
Netzfrequenz f_{Netz}	50 Hz
max. Ausgangsscheinleistung S_a	17000 VA
Leistungsfaktor $\cos(\varphi_a)$	1; -0,8; +0,8
Modulationsverfahren	SVM
Schaltfrequenz f_s	16000 Hz

Tabelle 6.1: Spezifikation der Wechselrichterstufe

Die Arbeitspunkte werden entsprechend der Gewichtungsfunktion für die Verlustleistung gemäß Gleichung (2.5) gewählt und sind in Tabelle A.2 zusammengefasst.

6.2 Auslegung und Optimierung der Wechselrichterstufe

6.2.1 Bestimmung des Suchraums

Im ersten Schritt der Auslegung und Optimierung der Wechselrichterstufe wird ein geeigneter Suchraum, d.h. geeignete Konfigurationen für die B6- bzw. BSNPC-Topologie, ermittelt. Dazu werden die in Kapitel 3 erläuterten Routinen zur Vorselektion der Konfigurationen eingesetzt, um sicherzustellen, dass nur Konfigurationen zugelassen werden, welche die unerwünschten Harmonischen auf das erlaubte Maß reduzieren und eine ausreichende Störunterdrückung bei 150 kHz sowie eine stabile Ausgangsstrom-Regelung gewährleisten.

Parameter	Wert
relativer Stromripple r_i durch die 1. Filterinduktivität	15% ... 35%
maximale relative Blindleistung der Filterkapazitäten	5%
Schaltertzeit T_d	1 μ s
Abtastfrequenz f_A	32 kHz

Tabelle 6.2: Parameter für die Vorselektion der Konfigurationen

In Tabelle 6.2 sind die für die Vorselektion gewählten Parameter aufgelistet. Die Anwendung des ersten Selektionsschrittes führt für die erste Filterdrossel im Fall der BSNPC-Topologie zu einem Suchraum der Induktivitätswerte von 500 μ H bis 1200 μ H und im Fall der B6-Topologie von 1000 μ H bis 2400 μ H. Durch die Vorgabe der maximalen relativen Blindleistung aufgrund der Filterkapazitäten ergibt sich eine maximale Gesamtkapazität $C_{x,ges}$ von etwa 18,9 μ F. Da für das EMV-Filter auf der Ausgangsseite ein Standard-Filter mit $C_{x2} = 4,24$ μ F eingesetzt wird, kann C_{x1} entsprechend Gleichung (3.14) einen Wert von maximal 15 μ F annehmen. Im vorliegenden Fall werden die Kapazitätswerte von 5 μ F bis 15 μ F in Abständen von 2,5 μ F gewählt. Der Suchraum für L_{x2} wird schließlich auf einen Bereich von 10 μ H bis 150 μ H festgesetzt.

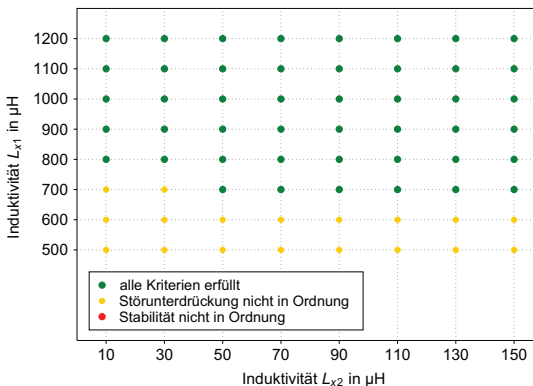


Abbildung 6.1: Matrix der BSNPC-Sinusfilter-Konfigurationen für $C_{x1} = 7,5$ μ F und $C_{x2} = 4,24$ μ F

Abbildung 6.1 zeigt exemplarisch die Übersichtsmatrix der BSNPC-Filter-Konfigurationen für eine Filterkapazität C_{x1} von 7,5 μF . Es ist zu erkennen, dass über einen weiten Bereich die Anforderungen hinsichtlich der Stabilität und der Störunterdrückung erfüllt sind. Da davon ausgegangen wird, dass ein einstufiges Filter gegenüber einem zweistufigen kostengünstiger realisiert werden kann, wird die Optimierung auf Konfigurationen mit einstufigen Filtern beschränkt. Hierbei repräsentiert der Induktivitätswert von $L_{x2} = 10 \mu\text{H}$ ein einstufiges Filter, da 10 μH bereits durch die Streuinduktivität der stromkompensierten Drossel des EMV-Filter bereitgestellt werden. Die im Rahmen der Vorselektion ermittelten Konfigurationen sind in Anhang A.9 aufgelistet.

6.2.2 Ermittlung der Belastungsdaten

Die Belastungsdaten der jeweiligen Topologie werden für die Tabelle A.3 bzw. Tabelle A.4 zu entnehmenden Konfigurationen mit den in Tabelle A.2 aufgelisteten Arbeitspunkten ermittelt. Zu diesem Zweck werden die in Kapitel 4 dargelegten Zusammenhänge ausgewertet.

6.2.3 Design und Verlustberechnung der Bauelemente

Im dritten Schritt werden die Bauelemente unter den in Tabelle 6.3 aufgelisteten Randbedingungen ausgelegt und ihre Verlustleistungen berechnet. Für die Drosseldesigns werden die hoch aussteuerbaren Kernmaterialien JFE 10JNHF600, CSC Megaflux 40u, Metglas 2605SA1 und Finemet FT3M in Ausführung als Block- bzw. CC-Kern mit Bandwicklungen aus Kupfer berücksichtigt. Die Halbleiter-Datenbank umfasst verschiedene Si- und SiC-Bauelemente und die Kondensator-Datenbank – wie zuvor erwähnt – Aluminium-Elektrolytkondensatoren verschiedener Spannungsclassen.

Bauelement	Parameter	Wert
Drosseln	Umgebungstemperatur ϑ_{U}	45°C
	max. Oberflächentemperatur $\vartheta_{\text{O,max}}$	120°C
	Anzahl Temperaturiterationen N_{ϑ}	10
	Kühlungsart	freie Konvektion, geöffneter Raum
Halbleiter	Kühlkörper-Temperatur ϑ_{HS}	70°C
	Anzahl Temperaturiterationen N_{ϑ}	10
	Innentemperatur Gehäuse $\vartheta_{\text{Gehäuse}}$	75°C
	max. Kondensator-Temperatur $\vartheta_{\text{C,max}}$	105°C
Zwischenkreis	Nennspannung U_{Nenn}	500 V _{DC}
	Nenn-Betriebsstunden	10.000 h
	zu erzielende Lebensdauer $L_{\text{C,def}}$	20 a

Tabelle 6.3: Randbedingungen für die Auslegung und Verlustleistungsberechnung der Bauelemente

6.2.4 Durchführung der Optimierung und Optimierungsergebnisse

Im letzten Schritt wird die Optimierung der Wechselrichterstufe mit den in Tabelle 6.4 zusammengefassten Grenzwerten durchgeführt.

Kriterium	Grenzwert
gewichtete Verlustleistung $P_{V,EU}$	$\leq 400 \text{ W}$
normierte Kosten K_{norm}	$\leq 1,8$

Tabelle 6.4: Grenzwerte für die Optimierung

Die Ergebnisse der Optimierung sind in Abbildung 6.2 dargestellt, wobei die gewichtete Verlustleistung $P_{V,EU}$ bei der gewählten Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 800 \text{ V}_{DC}$ in Abhängigkeit der normierten Kosten aufgetragen ist. Die Grafik zeigt hierbei den gesamten Ergebnisraum aller in Frage kommenden Designs – die optionale Anwendung der in Kapitel 2 erläuterten paarweisen Selektion führt ausschließlich zu denjenigen Designs, welche im vorliegenden Fall die sog. *Pareto-Grenze* bilden, d.h. welche die sich gegenüberstehenden Kriterien in bestmöglicher Weise erfüllen. Es ist prinzipiell zu erkennen, dass die Wechselrichterstufe auf Grundlage der BSNPC-Topologie zu geringeren Kosten und mit weniger Verlusten gegenüber der B6-Topologie realisiert werden kann.

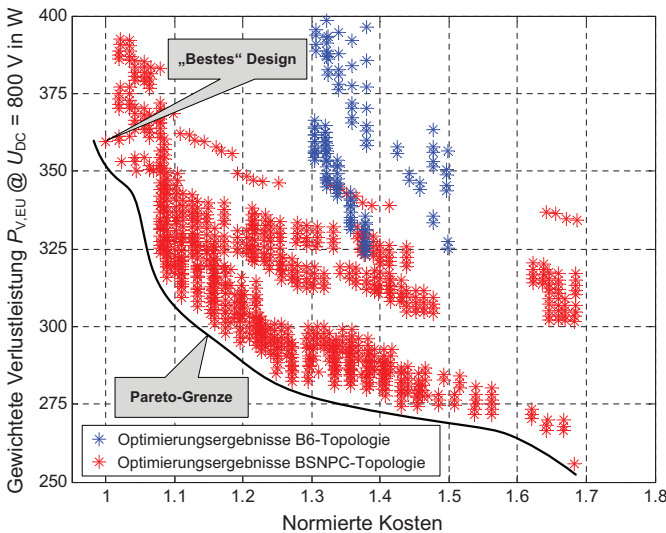


Abbildung 6.2: Gewichtete Verlustleistung $P_{V,EU}$ bei $U_{DC} = 800 \text{ V}_{DC}$ vs. normierte Kosten der B6- und BSNPC-Topologie-Designs

Die Details zu dem BSNPC-Topologie-Design mit der geringsten gewichteten Verlustleistung bei minimalen Kosten – in diesem Kontext als „bestes Design“ bezeichnet – sind in Tabelle 6.5

aufgelistet. Hierbei beträgt die gewichtete Verlustleistung $P_{V,EU}$ des Designs 359,5 W, welche gemäß Gleichung (2.2) in den entsprechenden Europäischen Wirkungsgrad umgerechnet werden kann und 97,88% beträgt. Wird dieses Design als Referenz betrachtet, so ist anhand Abbildung 6.2 zu erkennen, dass das B6-Topologie-Design mit denselben gewichteten Verlusten etwa 30% höhere Kosten aufweist. Im Umkehrschluss können mit demjenigen BSNPC-Topologie-Design, welches 30% teurer als das Referenz-Design ist, ungefähr 77 W weniger gewichtete Verluste erreicht werden.

Komponente	Design BSNPC-Topologie	Design B6-Topologie
L_{x1}	900 μ H, Si-Fe-Blech, Band, Cu	1900 μ H, Si-Fe-Pulver, Band, Cu
L_{x2}	10 μ H	10 μ H
C_{x1}	7,5 μ F / 300 V _{RMS}	12,5 μ F / 300 V _{RMS}
T_{x1} / T_{x4}	Si-IGBT, 25 A, 1200 V	Si-IGBT, 25 A, 1200 V
T_{x2} / T_{x3}	Si-IGBT, 30 A, 600 V	–
D_{x1} / D_{x4}	Si-Diode, 25 A, 1200 V	SiC-Diode, 15 A, 1200 V
D_{x2} / D_{x3}	SiC-Diode, 16 A, 600 V	–
$C_{ZWK,1} = C_{ZWK,2}$	1154 μ F / 500 V _{DC}	1093 μ F / 500 V _{DC}

Tabelle 6.5: Details zu dem BSNPC-Topologie-Design mit minimalen gewichteten Verlusten bei geringsten normierten Kosten und zu dem korrespondierenden B6-Topologie-Design mit denselben gewichteten Verlusten bei geringsten normierten Kosten

Für einen weitergehenden Vergleich der BSNPC- und B6-Topologie-Designs wird das B6-Design mit annähernd gleichen gewichteten Verlusten wie das Referenz-Design betrachtet, dessen Designdetails ebenfalls in Tabelle 6.5 aufgelistet sind. Abbildung 6.3 zeigt die Verlustleistung der verschiedenen Komponenten beider Topologie-Designs bei einer Zwischenkreisspannung von 800 V_{DC}, Nennausgangsleistung sowie einem Leistungsfaktor von eins. Dabei können folgende Schlussfolgerungen hinsichtlich der Verluste der einzelnen Komponenten gezogen werden:

- **Halbleiterverluste:** Die Halbleiterverluste des BSNPC-Designs sind insgesamt geringer als die des B6-Designs. Obwohl die BSNPC-Topologie zweimal so viele Halbleiter im Vergleich zur B6-Topologie umfasst und dies zu dominierenden Durchlassverlusten führt, können die Schaltverluste gering gehalten werden. Dies ist einerseits darin begründet, dass die äußeren 1200 V-Halbleiter nur die Hälfte der Zwischenkreisspannung schalten müssen, und andererseits der bidirektionale Schalter aus 600 V-Halbleitern, die geringere Durchlass- und Schaltverluste aufweisen, realisiert werden kann. Im Gegensatz dazu müssen die Halbleiter der B6-Topologie die volle Zwischenkreisspannung schalten, was zu hohen Schaltverlusten führt. Eine weiterführende Unterteilung der Halbleiterverluste entsprechend der einzelnen Transistoren und Dioden ist in Abbildung 6.4 dargestellt.
- **Drosselverluste:** Der Induktivitätswert der AC-Filterdrosseln des B6-Designs L_{x1} ist mehr als doppelt so groß wie jener des BSNPC-Designs, was unter Berücksichtigung der Auswirkung der Topologie auf den Stromrippel zu annähernd gleichen Stromrippeln der bei-

den Designs führt. Allerdings ist nicht nur der Induktivitätswert, sondern auch das Bauvolumen der vorliegenden B6-Filterdrossel größer, sodass mehr Kern- und Wicklungsmaterial benötigt wird. Infolgedessen nehmen auch die DC- und AC-Wicklungswiderstände und somit die Wicklungsverluste zu. Auf die Kernverluste hat der größere Kernquerschnitt im Gegensatz dazu eine positive Auswirkung, da sich diese mit zunehmendem Kernquerschnitt verringern.

- **Zwischenkreisverluste:** Für beide Designs wird ungefähr dieselbe Zwischenkreis-Kapazität benötigt, sodass der die Verluste bestimmende Serieneratzwiderstand ebenfalls die gleiche Größenordnung hat. Folglich sind die entstehenden Verluste beider Designs annähernd übereinstimmend.

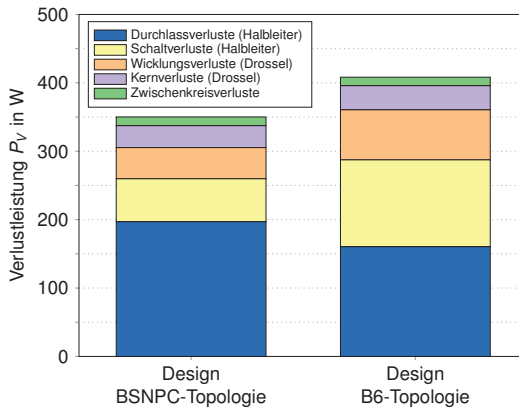


Abbildung 6.3: Verlustleistung P_V der BSNPC- und B6-Topologie-Designs gemäß Tabelle 6.5 bei $U_{DC} = 800 \text{ V}_{DC}$, $S_a = 17 \text{ kVA}$ und $\cos(\varphi_a) = 1$

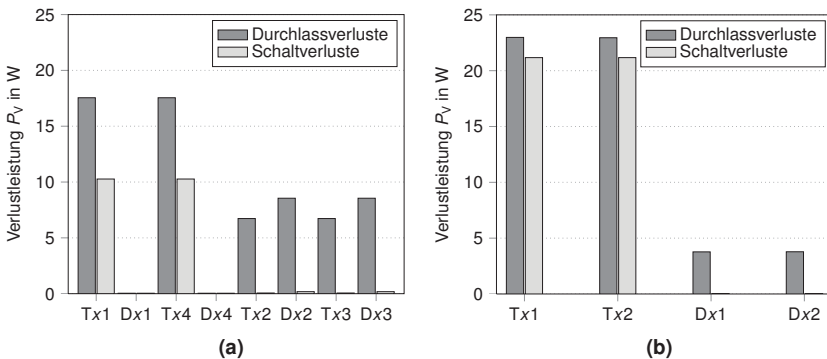


Abbildung 6.4: Halbleiterverluste der (a) BSNPC- und (b) B6-Topologie-Designs gemäß Tabelle 6.5

6.3 Validierung der Modellierungsergebnisse

Die abschließende Validierung der Modellierungsergebnisse erfolgt exemplarisch anhand des Tabelle 6.5 angegebenen BSNPC-Designs. Zu diesem Zweck wird die Verlustleistung des entsprechenden Demonstrators gemessen und mit den Modellierungsergebnissen verglichen.

6.3.1 Demonstrator und Messaufbau

Abbildung 6.5 zeigt den Demonstrator des optimierten BSNPC-Topologie-Designs bestehend aus den auf der Platine integrierten Halbleitermodulen und Zwischenkreiskondensatoren sowie den angeschlossenen AC-Filterdrosseln. Die AC-Filterdrossel und das Halbleitermodul einer Ausgangsphase sind nochmals in Abbildung 6.6 (a) und (b) dargestellt. Weitere Designdetails bzw. die mithilfe des Induktivitätsmessgeräts *DPG10* [ed-k 2012] ermittelten Induktivitätsverläufe der drei AC-Filterdrosseln sind Abbildung A.5 zu entnehmen. Darüber hinaus wird aufgrund der für die gewählte Baureihe verfügbaren Kapazitätswerte eine Kapazität von 1280 μF anstatt 1154 μF pro Zwischenkreishälfte gewählt, die als Parallelschaltung von vier Elektrolytkondensatoren mit einer Nennkapazität von jeweils 320 μF realisiert wird. Dieser Umstand ist in der Modellierung der Wechselrichterverluste berücksichtigt.

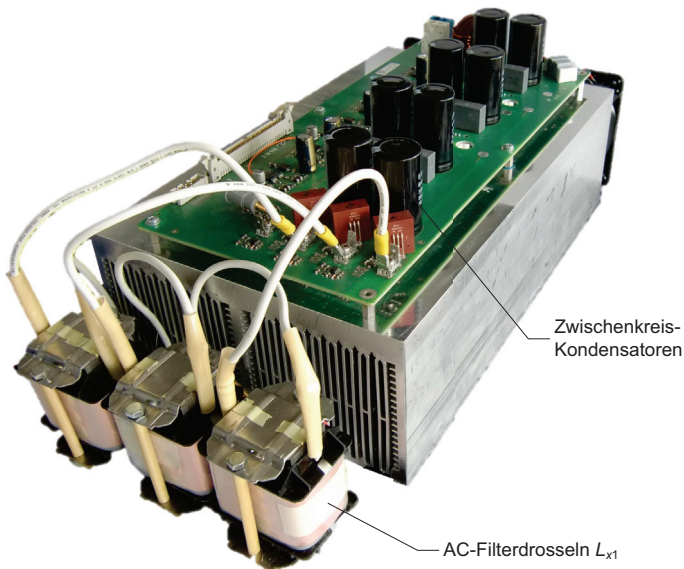


Abbildung 6.5: Demonstrator des optimierten BSNPC-Topologie-Designs

Die Messung der Verlustleistung wird mithilfe der in Abbildung 6.7 gezeigten Messschaltung vorgenommen. Hierbei ist die Wechselrichterstufe eingangsseitig mit einer Gleichspannungsquelle und ausgangsseitig mit einer variablen Last verbunden. Die Ansteuerung der Halbleiter wird über ein sog. *Rapid Control Prototyping*-System in *MATLAB* vorgenommen.

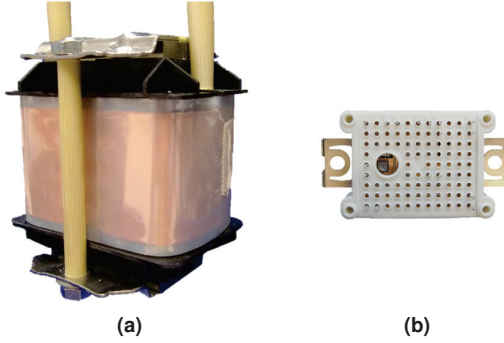


Abbildung 6.6: (a) AC-Filterdrossel L_{x1} und (b) Halbleitermodul des Demonstrators

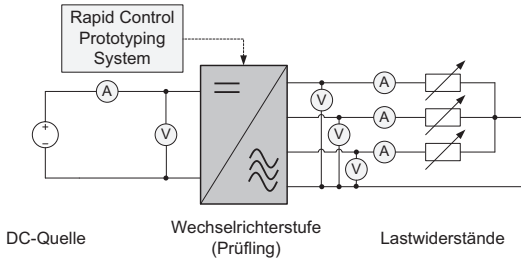


Abbildung 6.7: Messschaltung zur Verlustleistungsmessung der Wechselrichterstufe

Für die elektrische Messung der Verlustleistung wird ein Leistungsmessgerät des Typs *Yokogawa WT3000* [Yokogawa 2009] eingesetzt. Dazu werden die Wirkleistungen am Ein- und Ausgang des Wechselrichters P_e bzw. $P_{a,1}$, $P_{a,2}$ und $P_{a,3}$ aufgenommen, sodass die Verlustleistung P_V gemäß der folgenden Vorschrift ermittelt werden kann:

$$P_V = P_e - (P_{a,1} + P_{a,2} + P_{a,3}). \quad (6.1)$$

Um einen möglichst genauen Abgleich der Modellierung mit der Messung zu erhalten, werden die Widerstände der Verbindungsleitungen mit einem Micro-Ohmmeter des Typs *C.A 6250* [Chauvin Arnoux 2004] bei einer Raumtemperatur von 20°C vermessen und können Tabelle A.6 entnommen werden. Dabei sind die Messabweichungen der Widerstandsmessungen aufgrund der Messunsicherheit des Micro-Ohmmeters (vgl. Tabelle 6.6) so gering, dass diese im Folgenden bei der Fehlerbetrachtung der Messkette unberücksichtigt bleiben. Die Widerstandserhöhung infolge des Temperaturanstiegs während des Betriebs kann entsprechend

$$R_{\text{Ltg}}(\vartheta) \approx R_{\text{Ltg}} \left[1 + \alpha_{20}(\vartheta - 20^\circ\text{C}) + \beta_{20}(\vartheta - 20^\circ\text{C})^2 \right] \quad (6.2)$$

berücksichtigt werden (siehe Abschnitt 5.1.2.2). Die Wechselrichter-Verlustleistung P_V^* abzüglich der durch die Leitungswiderstände hervorgerufenen Verlustleistung ergibt sich schließlich zu

$$P_V^* = P_V - I_{\text{DC}}^2 R_{\text{DC}}(\vartheta) - (I_{a,1}^2 R_{a,1}(\vartheta) + I_{a,2}^2 R_{a,2}(\vartheta) + I_{a,3}^2 R_{a,3}(\vartheta)) \quad (6.3)$$

mit R_{DC} : gleichspannungsseitiger Leitungswiderstand und $R_{a,x}$: wechelspannungsseitiger Leitungswiderstand der Phasen $x = 1, 2, 3$.

Messbereich	Auflösung	Unsicherheit Messgröße \pm (abgelesener Wert + Konstante)
25,000 m Ω	1 $\mu\Omega$	$\pm(0,05\% + 3 \mu\Omega)$
250,000 m Ω	10 $\mu\Omega$	$\pm(0,05\% + 30 \mu\Omega)$

Tabelle 6.6: Messunsicherheit des Micro-Ohmmeters *C.A 6250* [Chauvin Arnoux 2004]

Die maximale Messunsicherheit einer Größe y , welche von den Messwerten x_1, x_2, \dots, x_n abhängt, kann nach gemäß

$$\Delta f = \sum_{i=1}^n \left| \frac{\partial f}{\partial x_i} \Delta x_i \right| \quad (6.4)$$

berechnet werden. Für die Messunsicherheit der Verlustleistung ergibt sich folglich

$$\Delta P_V = |\Delta P_e| + |\Delta P_{a,1}| + |\Delta P_{a,2}| + |\Delta P_{a,3}|. \quad (6.5)$$

Dabei berechnet sich die Messunsicherheit der am Ein- bzw. Ausgang des Wechselrichters gemessenen Wirkleistung aus der Unsicherheit für den abgelesenen Wert sowie dem Messbereichsendwert der Wirkleistung. Letztgenannter ergibt sich durch die Multiplikation des Spannungsmessbereichs ($U_{e,Mess} = 1000$ V, $U_{a,x,Mess} = 300$ V) und des jeweils aktiven Strommessbereichs ($I_{e,Mess} = I_{a,x,Mess} = 1, 2, 5, 10, 20, 30$ A). Die Messunsicherheiten des Leistungsmessgerätes sind in Tabelle 6.7 zusammengefasst.

Frequenz	Messgröße	Unsicherheit Messgröße \pm (abgelesener Wert + Messbereichsendwert)
DC	Leistung	$\pm(0,05\% + 0,1\%)$
50 Hz	Leistung	$\pm(0,02\% + 0,04\%)$

Tabelle 6.7: Messunsicherheit des Leistungsmessgerätes *Yokogawa WT3000* [Yokogawa 2009]

6.3.2 Vergleich von Modellierung und Messung

Der Vergleich der Modellierungs- mit den Messergebnissen bei einer Zwischenkreisspannung von 800 V_{DC} sowie einem Leistungsfaktor von eins ist in Abbildung 6.8 dargestellt. Die modellierten Verluste liegen über den gesamten Leistungsbereich hinweg innerhalb des Toleranzbandes der Messung, das von der Messunsicherheit des Leistungsmessgerätes definiert wird. Bei Nennleistung beträgt die Differenz zwischen Modellierung und Messung in Summe etwa 45 W, d.h. 15 W pro Phase.

Ein Faktor, der möglicherweise zu der bestehenden Differenz zwischen der Modellierung und Messung beiträgt, ist die fertigungsbedingte Toleranz der Bauelemente. Diese bewirkt nicht nur eine Differenz von den Nennwerten, sondern auch eine Abweichung von den in Datenblättern

spezifizierten bzw. durch Messungen ermittelten Verlustleistungen. Bei den für die Berechnungen verwendeten Halbleiterdaten kommt darüber hinaus der Umstand hinzu, dass lediglich ein einzelnes Exemplar der jeweiligen Schaltzelle bestehend aus Transistor und komplementärer Diode vermessen wurde und somit die ermittelten Werte aus statistischer Sicht nicht als repräsentativ angesehen werden können. Des Weiteren wird die Vermessung der Halbleiter in einer Kommutierungszelle mit einer geringen Streuinduktivität vorgenommen – die im realen Aufbau vorhandene Streuinduktivität kann davon allerdings abweichen und wirkt sich derart aus, als dass die Ein- bzw. Ausschaltverluste mit zunehmender Streuinduktivität ab- bzw. zunehmen [Infineon 2011]. Bei der Modellierung wurden die Toleranzen der Bauelemente bzw. ihrer Komponenten, die nur vereinzelt bekannt sind oder abgeschätzt werden können, nicht berücksichtigt, sodass der Vergleich beeinflusst wird.

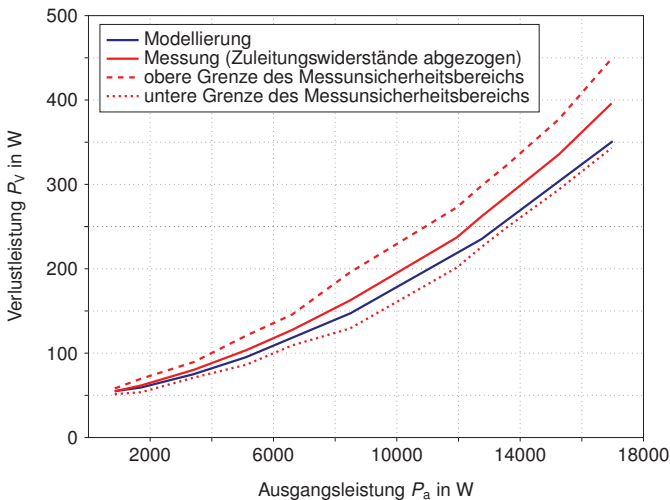


Abbildung 6.8: Vergleich der Modellierungs- und Messergebnisse bei $U_{DC} = 800 \text{ V}_{DC}$ und $\cos(\varphi_a) = 1$

Weitere Gründe für die Abweichungen sind in den Verlustleistungsmodellen und ihren zugehörigen thermischen Modelle selbst zu suchen. Kritische Punkte sind hierbei die Berechnung der Wicklungsverluste nach dem auf Dowell zurückgehenden, eindimensionalen Ansatz als auch die Ermittlung der stationären Temperaturen mithilfe der stark vereinfachten thermischen Modelle.

Neben etwaigen Ungenauigkeiten der Modelle gibt es auch einige in der Modellierung vernachlässigte Effekte, welche zur Unterschätzung der anfallenden Verluste führen können. Zu diesen Effekten zählt zum einen der nichtlineare Induktivitätsverlauf der Drosseln. Wie in Abbildung A.5 zu erkennen, ist der Induktivitätsverlauf der ersten Filterdrossel in Abhängigkeit des Stroms nichtlinear und fällt bei Nennstrom auf etwa 87% der Nenninduktivität ab. Infolgedessen steigt der Stromrippel der Drossel an es fallen höhere Ausschaltverluste in den Halbleitern sowie höhere Kern- und Wicklungsverluste in der Drossel an. Ein weiterer, unberücksichtigter Effekt ist die bei Gleich- bzw. niederfrequenten Wechselstrom auftretende Vormagnetisierung der Kernmaterialien. Hierbei schert die Hysteresekurve und vergrößert ihre eingeschlossene Fläche mit

zunehmender Vormagnetisierung, was zum Anstieg der resultierenden Kernverluste führt. Bei den Halbleitern bleiben darüber hinaus die in den Treibern entstehenden Ansteuerungsverluste unberücksichtigt.

7 Optimierung des Drosseldesigns mithilfe evolutionärer Algorithmen

Für das Design der Drosseln nach dem in Kapitel 5 beschriebenen Auslegungsverfahren stehen dem Nutzer bisher lediglich eine beschränkte Anzahl an Block-Kernbauformen mit Bandwicklung zur Verfügung. Hierbei besteht die Ungewissheit, ob mit den vorgegebenen Geometrien das maximale Potential der Drosseldesigns für die betreffende Anwendung ausgeschöpft werden kann. Im Umkehrschluss stellt sich die Frage, wie die Abmessungen des Kerns und der Wicklung gewählt werden müssen, damit die resultierende Drossel geringe Verluste bei gleichzeitig geringsten Kosten erzielt.

Die Untersuchung und systematische Lösung dieser Problemstellung soll in den nachstehenden Abschnitten exemplarisch anhand der Filterdrossel des in Kapitel 6 optimierten BSNPC-Designs dargelegt werden.

7.1 Beschreibung der Optimierungsaufgabe

Kommen für eine Problemstellung mehrere oder sogar unendlich viele Lösungsmöglichkeiten in Frage, so liegt eine Optimierungsaufgabe vor, deren Ziel es ist, die beste Lösungsalternative auszuwählen. Formal ist eine Optimierungsaufgabe durch einen *Suchraum* X , der die Menge der Lösungsalternativen \underline{x} definiert, ein *Bewertungsmaß* Y sowie eine *Zielfunktion*

$$f : X \rightarrow Y, \quad (7.1)$$

welche die Lösungsalternative auf das Bewertungsmaß abbildet, gegeben. Ziel der Optimierung ist somit das Auffinden von $\underline{x} \in X$, für das f einen optimalen Wert ergibt. Dabei kann bei Optimierungsaufgaben zwischen Maximierungs- und Minimierungsproblemen sowie entsprechend der Beschaffenheit des Suchraums zwischen reellwertigen, ganzzahligen oder kombinatorischen Problemen unterschieden werden.

Im vorliegenden Fall besteht das Optimierungsziel darin, die Kosten der Drossel – und damit auch den sich ergebenden Materialeinsatz – durch eine geeignete Wahl der Kern- und Wicklungsabmessungen zu minimieren, wobei zudem folgende Nebenbedingungen eingehalten werden sollen:

1. Kern- und Wicklungsverluste sind minimal;
2. Drosseltemperatur liegt unterhalb des thermischen Grenzwertes ($\vartheta_{\text{O,max}} < 120^\circ\text{C}$).

Es wird davon ausgegangen, dass die in Abbildung 7.1 dargestellte Kernbauform aus vier gleichen Blockkernen besteht, die durch ihre Abmessungen a , c und f gekennzeichnet sind. Die verbleibenden Kernabmessungen b , d und e können aus den bekannten Kernabmessungen zu

$$b = \frac{2d+2f}{2} = d + f, \quad d = \frac{a}{2} \quad \text{bzw.} \quad e = a - 2f \quad (7.2)$$

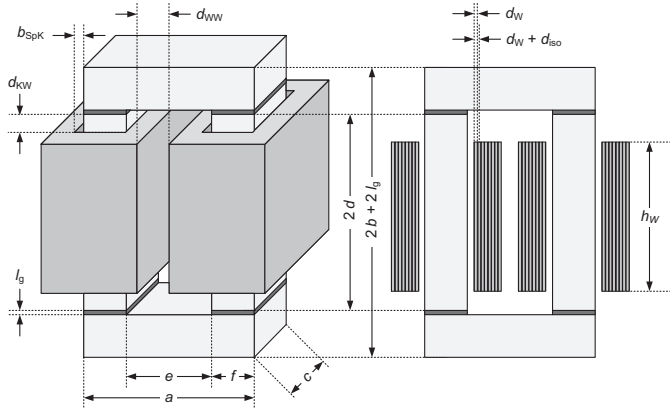


Abbildung 7.1: Grundgeometrie für die Drosseloptimierung

berechnet werden. Die Menge der Lösungsalternativen \underline{x} , die auch als *Objektvariablen* bezeichnet werden, ist folglich durch die unabhängigen Abmessungen a , c und f gegeben. Zusätzlich wird die Windungsdicke d_W als Objektvariable in die Optimierung miteinbezogen. Tabelle 7.1 zeigt eine Übersicht zu den Objektvariablen und ihrem dazugehörigen, teilweise fertigungsbedingten Wertebereich.

Objektvariable	Symbol	Wertebereich
Kernabmessung a	x_1	$40\text{ mm} \leq x_1 \leq 100\text{ mm}$
Kernabmessung c	x_2	$10\text{ mm} \leq x_2 \leq 50\text{ mm}$
Kernabmessung f	x_3	$5\text{ mm} < x_3 < \frac{1}{2}x_1$
Windungsdicke d_W	x_4	$x_4 = k \cdot 0,05\text{ mm}, x_4 \in [0,05\text{ mm}; 0,5\text{ mm}], k \in \mathbb{N}^+$

Tabelle 7.1: Objektvariablen der Optimierungsaufgabe

7.2 Auswahl des Optimierungsverfahrens

Das effizienteste Verfahren zur Lösung einer Optimierungsaufgabe ist die direkte Berechnung einer *analytischen Lösung*. Allerdings stellt sich bei der Optimierung komplexer Systeme im Allgemeinen heraus, dass eine analytische Lösung nicht möglich ist, da die an die Zielfunktion gestellten Anforderungen – wie u.a. deren stetige Differenzierbarkeit (siehe [Gerdes et al. 2004]) – nicht erfüllt werden oder die Zielfunktion für die Anwendung stark idealisiert werden müsste. Um die in der Praxis auftretenden Optimierungsaufgaben dennoch lösen zu können, sind eine Vielzahl von Optimierungsverfahren entwickelt worden. Hierbei können die Optimierungsverfahren, wie in Abbildung 7.2 dargestellt, in *deterministische* und *stochastische* Verfahren¹ unterteilt werden. Deterministische Verfahren sind solche Verfahren, deren Verhalten

¹Stochastische Verfahren werden auch als *nicht-deterministische*, *probabilistische* oder *randomisierte* Verfahren bezeichnet.

reproduzierbar und definiert ist, d.h. dass die Suche in jedem Suchlauf bei gleichen Voraussetzungen stets dasselbe Ergebnis liefert. Demgegenüber ist das Verhalten von stochastischen Verfahren nicht reproduzierbar, da diese von Zufallszahlen gesteuert werden.

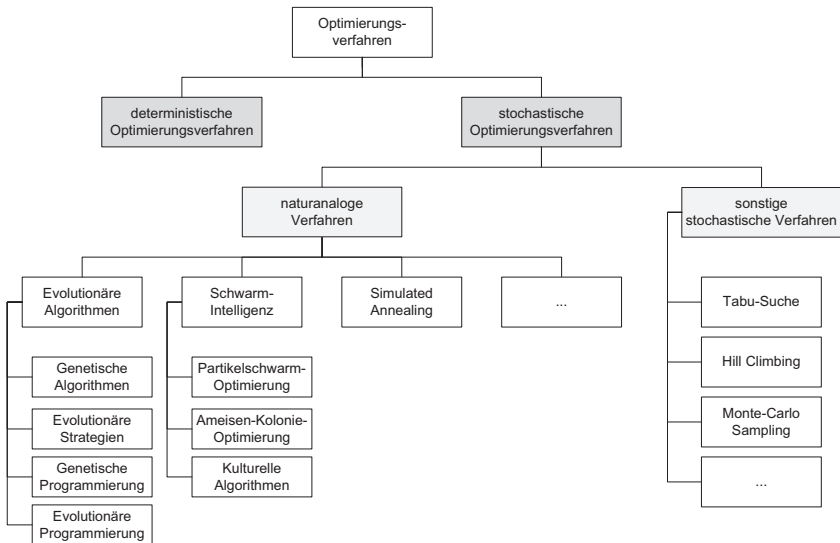


Abbildung 7.2: Klassifizierung von Optimierungsverfahren

Zu den deterministischen Verfahren gehören beispielsweise das *Gradienten-* oder *Newton-Verfahren*, wobei letzteres ein Verfahren zur Lösung von nichtlinearen Gleichungssystemen ist. Die Schwäche von deterministischen Verfahren liegt darin begründet, dass diese häufig in dem nächst gelegenen Optimum verharren und somit nicht in der Lage sind, das globale Optimum zu finden. Des Weiteren erfordern die meisten deterministischen Verfahren in ähnlicher Weise wie die analytische Lösung, dass die Zielfunktion bestimmte Voraussetzungen, wie beispielsweise Differenzierbarkeit oder Stetigkeit, erfüllt. Aufgrund dessen scheiden ebenfalls deterministische Verfahren bei vielen Optimierungsaufgaben zum Auffinden der Lösung aus. Auch im vorliegenden Fall kann ein analytisches oder deterministisches Verfahren nicht angewendet werden, da die Zielfunktion nicht als zusammenhängender mathematischer Ausdruck existiert, sondern aus einer Reihe von aufeinander aufbauenden Algorithmen besteht.

Im Bereich der stochastischen Verfahren haben in den letzten Jahren naturanaloge Ansätze (vgl. Abbildung 7.2), wie beispielsweise *Evolutionäre Algorithmen*, *Schwarmintelligenzen* oder *Simulated Annealing*, eine große Popularität erlangt. Allen Verfahren ist gemein, dass sie durch Vorgänge in der Natur inspiriert sind: Evolutionäre Algorithmen basieren auf den Prinzipien der biologischen Evolution, Schwarmintelligenzen nehmen sich das Verhalten von Schwärmen, Kolonien oder anderen kollektiven Gruppierungen zum Vorbild und das sog. Simulated Annealing (dt. *simulierte Abkühlung*) bildet den Abkühlprozess von Atomen in einer Schmelze nach.

Für die vorliegende Optimierungsaufgabe eignen sich insbesondere die *Evolutionären Algorithmen*, da sie sich im Gegensatz zu den Schwarmintelligenzen auch für reellwertige Optimierungsprobleme angewendet werden können bzw. die Optimierung im Unterschied zu dem

Simulated Annealing nicht nur einschrittig, sondern auch populationsbasiert erfolgen kann. Die ersten Ansätze zur Übertragung der biologischen Evolutionsprinzipien auf die Lösung von Optimierungsaufgaben wurden in den 1950er Jahren veröffentlicht, aus denen sich die folgenden beiden wichtigsten Grundformen herausgebildet haben [Gerdes et al. 2004]:

- **Genetische Algorithmen (GA)** wurden von John Holland und Kenneth De Jong begründet. Aufgrund ihrer binären Codierung eignen sie sich vor allem für die kombinatorische Optimierung.
- **Evolutionäre Strategien (ES)** wurden in den 1960er Jahren von Ingo Rechenberg und Hans-Paul Schwefel entwickelt. Sie sind insbesondere für die ganzzahlige und reellwertige Optimierung ausgelegt.

Daneben existieren weitere eigenständige Formen wie die Genetische Programmierung (GP) und Evolutionäre Programmierung (EP). Eine vertiefende Übersicht zu den verschiedenen Evolutionären Algorithmen gibt [Bäck et al. 1997].

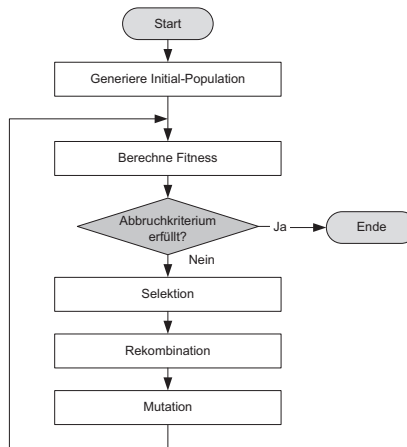


Abbildung 7.3: Allgemeine Struktur eines Evolutionären Algorithmus

Abbildung 7.3 zeigt die allen Evolutionären Algorithmen gemeinsame Struktur. Eine kurze Erläuterung der im Folgenden benutzten Begriffe ist Tabelle 7.2 zu entnehmen. Im ersten Schritt des Evolutionären Algorithmus erfolgt die Erzeugung einer Initialpopulation, wobei die Individuen dieser Population i.d.R. zufällig im Definitionsbereich der Variablen generiert werden. Die erzeugte Initialpopulation wird dann im nächsten Schritt mithilfe der Zielfunktion bewertet, d.h. ihre sog. Fitness wird ermittelt. Ist das definierte Abbruchkriterium nicht erfüllt, wird im sich anschließenden Evolutionskreislauf eine neue Generation erzeugt. Dazu werden die Individuen (Eltern) zunächst entsprechend ihrer Fitness für die Erzeugung neuer Individuen (Nachkommen) im Selektionsschritt ausgewählt, wobei letztere dann unter Anwendung der genetischen Operatoren Rekombination und Mutation generiert werden. Der Evolutionskreislauf wird solange durchlaufen, bis das Abbruchkriterium den Prozess beendet.

Ein wesentlicher Vorteil von evolutionären Algorithmen besteht darin, dass der gesamte Suchraum untersucht wird und somit die Wahrscheinlichkeit reduziert wird, in einem lokalen Opti-

Bezeichnung	Erläuterung
Elter	Individuum, aus dem Nachkommen erzeugt werden
Fitness(funktion) Φ	Zielfunktion zur Bewertung eines Individuums
Generation	Iteration eines Evolutionären Algorithmus
Individuum a	Punkt im Lösungsraum
Mutation	zufällige, geringe Veränderung eines Individuums
Nachkomme	neu erzeugtes Individuum in einer beliebigen Generation
Population P	Menge von Individuen zu einem bestimmten Zeitpunkt
Rekombination	Austausch oder Mittelung einzelner Gene der Eltern

Tabelle 7.2: Grundbegriffe Evolutionärer Algorithmen [Gerdes et al. 2004], [Pohlheim 1999]

zum zu verharren. Darüber hinaus werden für die Anwendung der evolutionären Algorithmen keinerlei besondere Problemkenntnisse benötigt oder spezielle Anforderungen an die Ziel- bzw. Fitnessfunktion gestellt: Die Zielfunktion muss nicht zwingend durch einen mathematischen Ausdruck repräsentiert werden, sondern kann auch aus komplexen Algorithmen bestehen, die wiederum ihrerseits Simulationen beinhalten. Zudem ist die Parallelisierung der Suche möglich, sodass die Optimierung auf mehreren Rechnern gleichzeitig erfolgen kann.

Im Gegenzug weisen die evolutionären Algorithmen allerdings auch Nachteile auf. Zum einen besteht keine Garantie, dass das Optimum auch tatsächlich gefunden wird, und zum anderen kann der Rechenzeitbedarf der Algorithmen erheblich sein. Auch muss Klarheit darüber bestehen, dass der verwendete Algorithmus bei jeder neuen Anwendung auf das Problem zu einer von der vorausgegangen Anwendung unterschiedlichen Lösung konvergiert.

Abschließend stellt sich noch die Frage, welche der beiden Grundformen der Evolutionären Algorithmen – Genetische Algorithmen oder Evolutionäre Strategien – für die vorliegende Optimierungsaufgabe am geeignetsten ist. Angesichts der Vielzahl an existierenden Varianten beider Grundformen soll die Codierung als Kriterium herangezogen werden. Die Codierung hängt von der jeweiligen Aufgabenstellung ab, sodass es folglich keine Problem-invariante Codierung gibt [Schöneburg et al. 1994]. Wie in Abschnitt 7.1 dargelegt, sind die Objektvariablen der Drosseloptimierung reellwertig – folglich liegt eine reellwertige Codierung und damit die Anwendung der *Evolutionären Strategien* nahe.

7.3 Lösung der Optimierungsaufgabe mithilfe Evolutionärer Strategien

7.3.1 Allgemeine Evolutionsstrategie

Bei den Evolutionsstrategien wird die relevante Erbinformation eines Individuums \underline{a} in einem n -dimensionalen Objektvariablenvektor $\underline{x} \in \mathbb{R}^n$ kodiert. Auf diese Weise können der Vektor \underline{x} und die Zielfunktion f der Optimierungsaufgabe unmittelbar als Objektvariablenvektor bzw. als Fitnessfunktion Φ der Individuen, d.h.

$$\Phi(\underline{a}) = f(\underline{x}), \quad (7.3)$$

von der Evolutionsstrategie verarbeitet werden. Die Mutation stellt den primären genetischen Operator bei den Evolutionsstrategien dar, die nach dem Prinzip der statistischen Normalverteilung vorgenommen wird. Die Steuerung erfolgt über sog. Strategievariablen, wobei zwischen *exogenen* und *endogenen* Strategievariablen unterschieden wird. Zu den exogenen Strategieparametern gehören die Größe der Elternpopulation $\mu \in \mathbb{N}$, die Anzahl der daraus erzeugten Nachkommen $\lambda \in \mathbb{N}$ und die Gruppengröße $\rho \in \mathbb{N}$. Die genannten Parameter werden bei der hier erläuterten allgemeinen Evolutionsstrategie zu Beginn vom Anwender festgelegt. Die endogenen Strategievariablen, zu denen die Standardabweichung σ und der Rotationswinkel α zählen, werden hingegen zusätzlich zu den Objektvariablen in jedem Individuum kodiert (vgl. [Bäck et 1996]):

$$\underline{a} = (\underline{x}, \underline{\sigma}, \underline{\alpha}) \in I = \mathbb{R}^n \times A_s \quad (7.4)$$

mit I : Suchraum der Individuen und A_s : Menge der Strategievariablen ($A_s = \mathbb{R}_+^{n_\sigma} \times [-\pi, \pi]^{n_\alpha}$, $n_\sigma \in \{1, \dots, n\}$, $n_\alpha \in \{0, (2n - n_\sigma)(n_\sigma - 1)/2\}$). Durch die bis zu n verschiedenen Standardabweichungen und die bis zu $n \cdot (n - 1)/2$ unterschiedlichen Rotationswinkel können die Schrittweiten für jede Koordinatenrichtung bzw. die Winkel zwischen den Koordinatenrichtungen getrennt eingestellt werden, sodass eine möglichst große Anpassung der Evolutionsstrategie an das Optimierungsproblem erzielt werden kann. Die Notation der allgemeinen Evolutionsstrategie lautet

$$(\mu/\rho\#\lambda)\text{-ES},$$

wobei das Symbol „#“ für die gewählte „Plus (+)“- oder „Komma (,)“-Selektionsart (siehe Unterpunkt **Selektion**) steht.

Der Ablauf der allgemeinen $(\mu/\rho\#\lambda)$ -Evolutionstrategie soll anhand des Pseudo-Codes, der Algorithmus 1 zu entnehmen ist, erläutert werden. Zu Beginn werden die Individuen der Anfangsgeneration $P(0)$ initialisiert und ihre Fitness bestimmt (Zeilen 2 und 3). In der sich darauf folgenden „Generationenschleife“ werden zunächst ρ Eltern nach dem Zufallsprinzip aus der Population ausgewählt. Für jedes der λ Individuen der Nachkommen-Population werden die Strategie- und Objektvariablen durch Rekombination der ausgewählten ρ Eltern und anschließende Mutation generiert. Daraufhin wird jedem Nachkommen in Zeile 9 sein Fitnesswert zugewiesen. Abhängig von der Selektionsart werden aus den Nachkommen die Individuen für die nächste Elternpopulation ermittelt und sofern die Abbruchbedingung nicht erfüllt ist, die nächste Generation erzeugt.

Auf die angewandten genetischen Operatoren der Rekombination und Mutation sowie die Selektionsarten wird im Folgenden näher eingegangen:

Algorithmus 1 : Allgemeine $(\mu/\rho\#\lambda)$ -Evolutionstrategie nach [Bäck et al. 1997]**Eingabe** : μ, λ, ρ , Zielfunktion f **Ausgabe** : bestes Individuum aus der Population P zum Zeitpunkt t

```

1   $t \leftarrow 0$ ;
2   $P(0) \leftarrow$  Erzeuge Initialpopulation mit  $\mu$  Eltern der Gestalt  $\underline{e}_\mu = (\underline{x}, \underline{\sigma}, \underline{\alpha})$ ;
3  Bestimme Fitnesswert der Initialpopulation;
4  while Abbruchbedingung nicht erfüllt do
5      for  $i \leftarrow 1$  to  $\lambda$  do
6          Wähle  $\rho \geq 2$  Eltern zufällig aus der Population;
7          Rekombiniere Strategie- und Objektvariablen;
8          Mutiere Strategie- und Objektvariablen;
9          Bestimme Fitnesswert der Nachkommen;
10      $t \leftarrow t + 1$ ;
11      $P(t) \leftarrow$  Selektiere die  $\mu$  besten Individuen aus der Population der Nachkommen;
```

Rekombination Die Rekombination ist ein genetischer Operator, der sowohl auf die Objekt- als auch Strategievariablen angewendet wird und durch die ein Nachkomme aus ρ Eltern erzeugt wird. Für den Fall $\rho = 1$ wird das Elter lediglich dupliziert. Für $\rho \geq 2$ können grundsätzlich zwei verschiedenen Rekombinationsarten, nämlich die *diskrete* und die *intermediäre* Rekombination, zur Anwendung kommen: Bei der diskreten Rekombination werden die einzelnen Komponenten n_i des Nachkommen-Individuums $\underline{n} = (n_1 \dots n_k)^T$ durch die zufällige Auswahl einer Komponente e_i aus allen ρ Eltern $\underline{e}_1, \dots, \underline{e}_\rho$ mit $\underline{e} = (e_1 \dots e_k)^T$ erzeugt. Im Vergleich dazu bildet die intermediäre Rekombination die Komponenten n_i aus dem arithmetischen Mittelwert der Komponenten e_i aus allen ρ Eltern.

Mutation Bei der allgemeinen Evolutionstrategie erfolgt die Mutation eines Individuums, indem zu dem Ausgangsvektor ein normalverteilter Zufallsvektor $\underline{z} \sim \mathcal{N}(\underline{0}, \mathbf{C})$ mit dem Erwartungswertvektor $\underline{0}$ und der Kovarianzmatrix

$$\mathbf{C} = (c_{ij}) = \begin{cases} \text{var}(z_i) & i = j \\ \text{cov}(z_i, z_j) & i \neq j \end{cases} \quad (7.5)$$

addiert wird:

$$\underline{x}' = \underline{x} + \mathcal{N}(\underline{0}, \mathbf{C}). \quad (7.6)$$

Auf diese Weise wird eine gleichwahrscheinliche Verteilung der Nachkommen auf frei im Raum orientierten Hyperellipsen erzielt. Die Anpassung der Mutationsschrittweiten wird durch die sog. „Selbstadaption“ der Parameter vorgenommen, in welche die Standardabweichungen als auch die Rotationswinkel miteinbezogen werden. Dazu werden zunächst die Komponenten der Standardabweichungen und Rotationswinkel gemäß

$$\begin{aligned} \sigma'_i &= \sigma_i \cdot \exp(\tau' \cdot \mathcal{N}(0, 1) + \tau \cdot \mathcal{N}_i(0, 1)) \\ \alpha'_j &= \alpha_j + \beta \cdot \mathcal{N}_j(0, 1) \end{aligned} \quad (7.7)$$

mit $i \in \{1, \dots, n\}$, $j \in \{1, \dots, n \cdot (n-1)/2\}$ mutiert. Hierbei sind die Faktoren τ , τ' und β als Lernraten zu verstehen, mit denen die Geschwindigkeit der Adaption angepasst

werden kann und für die folgende Einstellung empfohlen werden [Bäck et al. 1997]:

$$(\tau, \tau', \beta) = \left(1/(\sqrt{2\sqrt{n}}), 1/(\sqrt{2n}), 5\pi/180 \right). \quad (7.8)$$

Um die mutierten Objektvariablen zu bestimmen, wird die Kovarianzmatrix mittels $\mathbf{C} = (\mathbf{ST})'\mathbf{ST}$ berechnet, wobei \mathbf{S} eine Diagonalmatrix mit $\mathbf{S}(\underline{\sigma}) = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_n)$ und \mathbf{T} eine Orthogonalmatrix mit

$$\mathbf{T}(\underline{\alpha}) = \prod_{i=1}^{n-1} \prod_{j=i+1}^n \mathbf{R}(\alpha_{ij}) \quad (7.9)$$

darstellt. Bei $\mathbf{R}(\alpha_{ij})$ in Gleichung (7.9) handelt es sich um die sog. Rotationsmatrix, d.h. eine Einheitsmatrix mit den Einträgen $r_{ii} = r_{jj} = \cos(\alpha_{ij})$ und $r_{ij} = -r_{ji} = -\sin(\alpha_{ij})$. Damit folgt für die Mutation der Objektvariablen schließlich:

$$\underline{x}' = \underline{x} + \underline{z} \quad \text{mit} \quad \underline{z} \sim \mathcal{N}(\underline{0}, \mathbf{C}) = \mathbf{T}(\underline{\alpha}')\mathbf{S}(\underline{\sigma}')\mathcal{N}(\underline{0}, \mathbf{I}). \quad (7.10)$$

Selektion Die Grundformen der bei den Evolutionsstrategien angewandten Selektionsarten sind die so genannte $(\mu + \lambda)$ - und (μ, λ) -Selektion. Bei beiden Selektionsarten werden μ Individuen mit der besten Fitness aus einer bestimmten Menge ausgewählt, welche die nächste Population bilden. Hierbei unterscheiden sich die beiden Selektionsarten derart, als dass bei der $(\mu + \lambda)$ -Selektion die Menge aus den μ Eltern *und* den λ Nachkommen besteht, während bei der (μ, λ) -Selektion die Menge nur die λ Nachkommen umfasst und daher $\lambda > \mu$ gelten muss. Bei der $(\mu + \lambda)$ -Selektion ist eine Verschlechterung der Zielfunktion über die Generationen nicht möglich, was allerdings die Gefahr birgt, dass die Suche im lokalen Optima hängen bleibt. Zudem wird die Selbstadaption bei der $(\mu + \lambda)$ -Selektion behindert, da schlecht adaptierte Lösungen über Generationen überleben können. Im Gegensatz dazu ist bei der (μ, λ) -Selektion kein Individuum unsterblich, sodass auch lokale Optima verlassen werden können. Eine wichtige Kenngröße aller Selektionsarten ist der sog. Selektionsdruck, welcher durch Verhältnis von μ und λ gegeben ist. Je größer der Selektionsdruck ist, desto schneller konvergiert die Population gegen ein Optimum. Allerdings ist hierbei auch die Gefahr höher, dass es sich nur um ein lokales Optimum handelt. Für den Selektionsdruck haben sich in der Praxis Werte von $\frac{1}{7}$ bis $\frac{1}{5}$ [Weicker 2007] als vorteilhaft erwiesen.

7.3.2 Implementierung und Anwendung des Optimierungsverfahrens

Für die Lösung der vorliegenden Optimierungsaufgabe kommt die im vorherigen Abschnitt beschriebene selbstadaptive Evolutionsstrategie zum Einsatz. Dabei wird – wie empfohlen – die Komma-Selektion zur Sicherstellung einer möglichst effektiven Selbstadaption angewendet und der Selektionsdruck mit $\mu = 10$ und $\lambda = 70$ auf $\frac{1}{7}$ gesetzt.

Abbildung 7.4 zeigt das Ablaufdiagramm des implementierten Optimierungsverfahrens. Zu Beginn wird dabei eine zufällige Initialpopulation in dem vorgegebenen Wertebereich (vgl. Tabelle 7.1) generiert. In der sich anschließenden Generationenschleife werden gemäß der erläuterten Evolutionsstrategie aus der Elterngeneration eine neue Nachkommengeneration durch Anwendung der Rekombinations- und Mutationsoperatoren erzeugt. Mit den Objektvariablen der Nachkommengeneration können auf Grundlage der in Kapitel 5 dargestellten Routinen die zugehörigen Drosseldesigns und -verluste ermittelt werden. Im Anschluss daran wird die Fitness

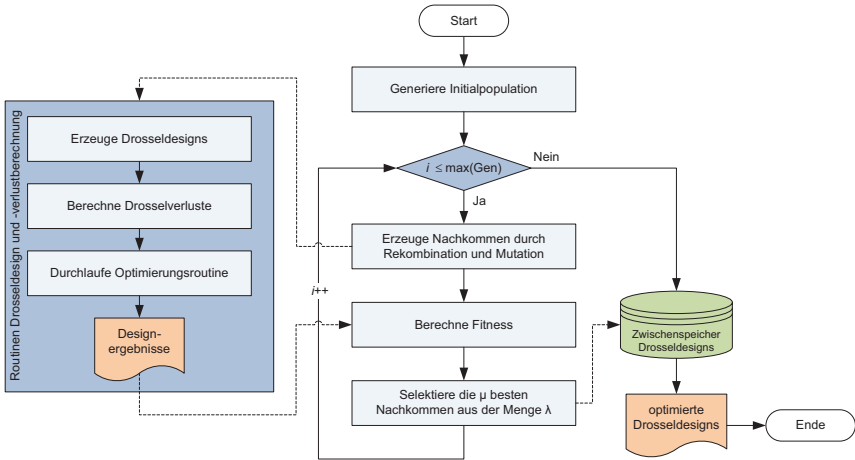


Abbildung 7.4: Struktur des implementierten Optimierungsverfahrens

der Nachkommen berechnet, in welche die Kosten und die gewichteten Verluste $P_{V,EU}$ einfließen. Ungültige Designs, die einen negativen bzw. zu großen Luftspalt, eine zu hohe Oberflächentemperatur oder einen zu geringen Effektiv- bzw. Spitzenstromwert aufweisen, werden bei der Fitness-Berechnung zusätzlich mit einer Bestrafung belegt. Im letzten Schritt der Schleife werden aus den λ Drosseldesigns mit den zugehörigen Objektvariablen die μ besten selektiert, im Zwischenspeicher abgelegt und als Eltern in die nächste Generation übertragen. Die Generationenschleife wird solange durchlaufen bis eine maximale Generationenanzahl, die im vorliegenden Fall auf 30 gesetzt wird, erreicht ist. Schließlich können aus denen im Zwischenspeicher abgelegten Drosseldesigns die besten Designs herausgefiltert werden, welche gemeinsam eine Pareto-Grenze bilden. Diese Vorgehensweise hat den Vorteil, dass dem Anwender eine Vielzahl von Designs mit unterschiedlichen Vorteilen hinsichtlich der Kosten und der gewichteten Verluste statt lediglich einer einzelnen Lösung aufgezeigt wird, aus denen im Zusammenspiel mit den anderen Komponenten die für die jeweilige Anwendung optimale Konfiguration ermittelt werden kann.

Das implementierte Verfahren soll abschließend für die Optimierung der Filterdrosseln L_{X1} des in Kapitel 6 ermittelten BSNPC-Designs mit einer *Nenninduktivität von 900 μH* eingesetzt werden. Für die Berechnungen gelten dabei die in den Tabellen 6.1 und A.2 angegebenen Spezifikationen und Arbeitspunkte des Wechselrichters sowie die in Tabelle 6.3 aufgelisteten Randbedingungen für die Auslegung der Drossel. Da im Zuge der Anwendung der Evolutionsstrategien eine Vielzahl von unterschiedlichsten Drosselgeometrien – im vorliegenden Fall 2100 Drosselgeometrien² – generiert und für die Anwendung überprüft werden, ist zu hinterfragen, ob sich qualitativ ähnliche Ergebnisse durch die Vorgabe einer ebenso großen Anzahl von diskreten Drosselgeometrien erzielen lassen. Um dies zu überprüfen, werden mithilfe des Drossel-Auslegungsverfahrens nach Kapitel 5 diskrete Drosselgeometrien mit linearen Schrittweiten

²Die Anzahl ergibt sich aus 30 Generationen und je 70 Nachkommen pro Generation.

der Kernabmessungen a , c und f nach folgender Berechnungsvorschrift generiert:

$$x_i = g_u + (i - 1) \cdot \frac{g_o - g_u}{N - 1} \quad \text{für} \quad i = 1, \dots, N. \quad (7.11)$$

Hierbei repräsentieren g_u bzw. g_o die untere bzw. obere Wertebereichsgrenze und N die Diskretisierungsanzahl der Objektvariablen. Die Windungsdicke d_W wird wie bereits zuvor aufgrund der fertigungsbedingten Verfügbarkeit auf einen Wertebereich von 0,05 mm bis 0,5 mm und eine Schrittweite von 0,05 mm beschränkt, infolgedessen sich 10 verschiedene Werte für den genannten Parameter ergeben. Die Diskretisierungsanzahl der übrigen Parameter wird so gewählt, dass aus der Kombination der einzelnen Objektvariablen eine zu der evolutionären Optimierung vergleichbare Anzahl an Drosselgeometrien hervorgeht:

$$N_a = 13, \quad N_c = 5 \quad \text{und} \quad N_f = 4. \quad (7.12)$$

Insgesamt resultieren somit 2600 verschiedene diskrete Drosselgeometrien mit linearer Schrittweite, was einen Vorteil von 500 zusätzlichen Drosselgeometrien gegenüber den im Laufe der Evolutionsstrategie erzeugten Designs bedingt. Darüber hinaus wird nochmals dieselbe Anzahl an diskreten Drosseldesigns mit *logarithmischer* Schrittweite entsprechend Gleichung (7.13) erzeugt. Auf diese Weise werden auch Drosseldesigns miteinbezogen, bei denen die relative Steigerungsrate der Kernabmessungen von einem Wert zum nächsten einen gleichmäßigen Verlauf annimmt. Die Werte der Kernabmessungen a , c und f mit linearer und logarithmischer Schrittweite sind in Tabelle A.7 zusammengefasst.

$$x_i = g_u \cdot \left(\sqrt[N-1]{\frac{g_o}{g_u}} \right)^i \quad \text{für} \quad i = 0, \dots, N - 1 \quad (7.13)$$

Die sowohl mithilfe der Evolutionsstrategie als auch durch die diskreten Drosselgeometrien erzielten Optimierungsergebnisse sind in Abbildung 7.5 dargestellt. Hierbei ist zu beachten, dass nur pareto-optimale Designs abgebildet sind. Da die Evolutionsstrategien – wie eingangs erwähnt – zufallsgesteuert sind und die in einem neuen Durchlauf erhaltenen Ergebnisse von vorherigen abweichen können, wurde an dieser Stelle in mehreren Durchläufen ermittelt, ob die angewendete Evolutionsstrategie jeweils ähnliche Ergebnissen liefert. Wie aus der vorliegenden Abbildung ersichtlich, führen die einzelnen Optimierungsdurchläufe zu vergleichbaren Ergebnissen und weisen damit eine gemeinsame Pareto-Grenze auf. Der Vergleich zwischen den generischen und den diskreten Drosseldesigns linearer Schrittweite zeigt zudem, dass zwar hinsichtlich minimaler Kosten ein ähnlich gutes Design mit den diskreten Drosselgeometrien erlangt werden kann, aber nur eine geringe Anzahl der Drosseldesigns – trotz der 500 zusätzlich überprüften Drosselgeometrien – für die Anwendung geeignet sind. Auch von den diskreten Drosseldesigns mit logarithmischer Parameterschrittweite erfüllen nur wenige Designs die anwendungsbezogenen Anforderungen, ungeachtet der Tatsache, dass diese im Gegensatz zu den diskreten Drosseldesigns mit linearer Parameterschrittweite zu einer gleichmäßigeren Abdeckung des Lösungsbereiches führen. Darüber hinaus lässt sich festhalten, dass in jedem Durchlauf der Evolutionsstrategie fast ausschließlich Drosseldesigns ermittelt werden konnten, die bei annähernd gleichen normierten Kosten wie die der diskreten Drosseldesigns eine geringere gewichtete Verlustleistung aufweisen.

Für einen differenzierten Vergleich seien an dieser Stelle das ES-optimierte sowie das diskrete Drosseldesign mit der geringsten gewichteten Verlustleistung bei minimalen Kosten – hier als

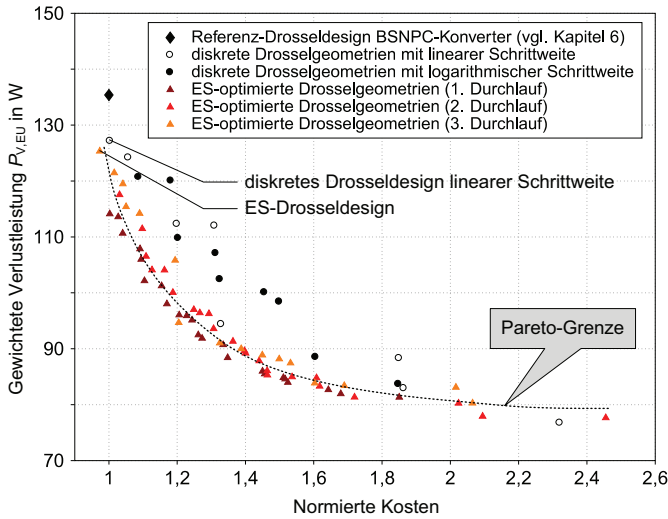


Abbildung 7.5: Optimierungsergebnisse der generischen und diskreten Drosseldesigns

ES-Drosseldesign bzw. *diskretes Drosseldesign linearer Schrittweite* bezeichnet – aufgeführt. Die dazugehörigen Details sind in Tabelle 7.3 zu entnehmen. Außerdem ist das ursprüngliche Referenzdrosseldesign der optimierten BSNPC-Wechselrichterstufe (vgl. Kapitel 6) angegeben. Mit dem diskreten Drosseldesign linearer Schrittweite lässt sich im Vergleich zu der Referenzdrossel ein Design erreichen, welches annähernd die gleichen normierten Kosten und gleichzeitig ca. 8 W geringere gewichtete Verluste $P_{V,EU}$ aufweist. Im Gegensatz dazu können mithilfe des ES-optimierten Drosseldesigns die gewichteten Verluste um ca. 10 W gegenüber der Referenzdrossel reduziert und darüber hinaus auch zu etwas geringeren Kosten hergestellt werden.

Parameter	Referenzdrossel	diskretes Drosseldesign linearer Schrittweite	ES-Drosseldesign
Kernabmessungen $a \times c \times f$	$50 \times 30 \times 15$ mm	$45 \times 40 \times 10$ mm	$63,3 \times 14 \times 19,8$ mm
Luftspaltlänge $\sum l_g$	2,2 mm	2,46 mm	3,5 mm
Windungsanzahl N	2×29	2×32	2×45
Windungsdicke d_W	0,2 mm	0,25 mm	0,15 mm
normierte Kosten	1	1,01	0,97
gew. Verlustleistung $P_{V,EU}$	135,4 W	127,2 W	125,3 W

Tabelle 7.3: Vergleich ausgewählter Drosseldesigns für $L_{x1} = 900$ μ H

7.3.3 Fazit

Aus den vorliegenden Ergebnissen ist ersichtlich, dass die implementierte Evolutionsstrategie hinsichtlich des Auffindens pareto-optimaler Drosseldesigns gegenüber einer manuellen Suche bei gleicher oder sogar geringerer Anzahl der überprüften Designs überlegen ist. Ein Einsatz der Evolutionsstrategie ist nicht nur für die detailliertere Untersuchung eines bekannten Anwendungsbereiches geeignet, sondern kann auch gerade dann vorteilhaft sein, wenn keine oder nur wenige Informationen zu dem Gebiet einer mehrdimensionalen Zielfunktion vorliegen.

Einen Nachteil der derzeit implementierten Evolutionsstrategie stellt der im Vergleich zur manuellen Suche höhere Rechenaufwand dar, welcher darin begründet ist, dass die erzeugten Nachkommen innerhalb der vorgegebenen Wertebereiche liegen müssen und infolgedessen der randomisierte Rekombinations- und Mutationsschritt ggf. einige Male wiederholt werden muss. Dieser Nachteil könnte jedoch durch eine verbesserte Implementierung oder durch paralleles Durchlaufen (engl. *Parallel Computing*) des Algorithmus behoben werden und zudem steht der geringen Rechenzeit der manuellen Suche das anfängliche, zeitaufwendige Anlegen der Kerngeometrien in der Datenbank gegenüber.

Im Zusammenhang mit der Optimierung des Drosseldesigns durch die erläuterte Evolutionsstrategie bestehen noch weitere interessante Fragestellungen, die den Ausgangspunkt für weiterführende Untersuchungen bilden können. Zu analysierende Fragen sind beispielsweise, welches Potential die zusätzliche Wahl der Kernabmessung d als Objektvariable hinsichtlich der Erzielung kostengünstiger und effizienter Drosseldesigns bietet oder inwiefern die Parameter λ , μ , ρ sowie die Generationenzahl Einfluss auf die Konvergenz der Optimierungsergebnisse gegen die Pareto-Grenze haben.

8 Validierung des Modellierungsverfahrens für hohe Frequenzen

Wie eingangs erläutert, wird in der Leistungselektronik mithilfe von neuartigen, verlustarmen Siliziumkarbid- oder Galliumnitrid-Halbleitern die Erhöhung der Schaltfrequenzen zugunsten verkleinerter magnetischer Bauelemente ermöglicht. Mit der Erhöhung der Schaltfrequenz stellt sich allerdings für das Modellierungsverfahren die Frage, ob die verwendeten Modelle noch eine ausreichende Genauigkeit ausweisen bzw. welche Maßnahmen zu deren Wiedererlangung ergriffen werden müssen.

Die Beantwortung dieser Frage wird im Folgenden durch eine Validierung des Verfahrens für Schaltfrequenzen bis zu 96 kHz vorgenommen. Als Prüfling wird dabei ein Hochsetzsteller mit Siliziumkarbid-Halbleitern verwendet, da der in Kapitel 6 vorgestellte BSNPC-Demonstrator aufgrund der in den Silizium-IGBTs entstehenden Verluste hinsichtlich seiner Schaltfrequenz beschränkt ist. Zudem kann der Hochsetzsteller-Aufbau so kompakt realisiert werden, dass die Verlustleistungen der Einzelkomponenten zur genaueren Analyse der Verlustanteile in einem Kalorimeter vermessen werden können.

8.1 Prüfling

Abbildung 8.1 zeigt den für die folgende Validierung des Modellierungsverfahrens verwendeten Hochsetzsteller-Aufbau. Auf der Platine sind dabei die Ein- und Ausgangskondensatoren sowie die sich in einem Modul befindlichen Halbleiter untergebracht. Wie Tabelle 8.1 zu entnehmen ist, werden für den Transistor SiC-JFETs mit normally-on-Charakteristik eingesetzt, die durch in Reihe liegende, selbstsperrende P-Kanal-Si-MOSFETs in Kaskodenschaltung (vgl. Abbildung 8.2) ergänzt werden, um einen sicheren Betrieb der Schaltung zu gewährleisten. Die Hochsetzstellerdrossel ist in Blockkern-Bauform mit Kupferband-Wicklung ausgeführt.

8.2 Validierung der Modellierungsergebnisse

8.2.1 Messaufbau

Abbildung 8.2 zeigt die Schaltung zur Vermessung des Hochsetzstellers. Dieser wird durch eine Gleichspannungsquelle versorgt und ist ausgangsseitig auf den DC-Eingang eines PV-Wechselrichters geschaltet, welcher seinerseits die Leistung in das Netz einspeist. Im Gegensatz zu einer ohmschen Last wird auf diese Weise nur eine geringe Abwärme erzeugt, was insbesondere für die in Abschnitt 8.2.2.2 erläuterte kalorimetrische Messmethode von Vorteil ist, da die Rückwirkungen auf die Umgebungstemperatur klein gehalten werden können. Die Ansteuerung der Halbleiter erfolgt wie zuvor bei dem Demonstrator der BSNPC-Wechselrichterstufe (vgl. Kapitel 6) mittels eines *Rapid Control Prototyping*-Systems.

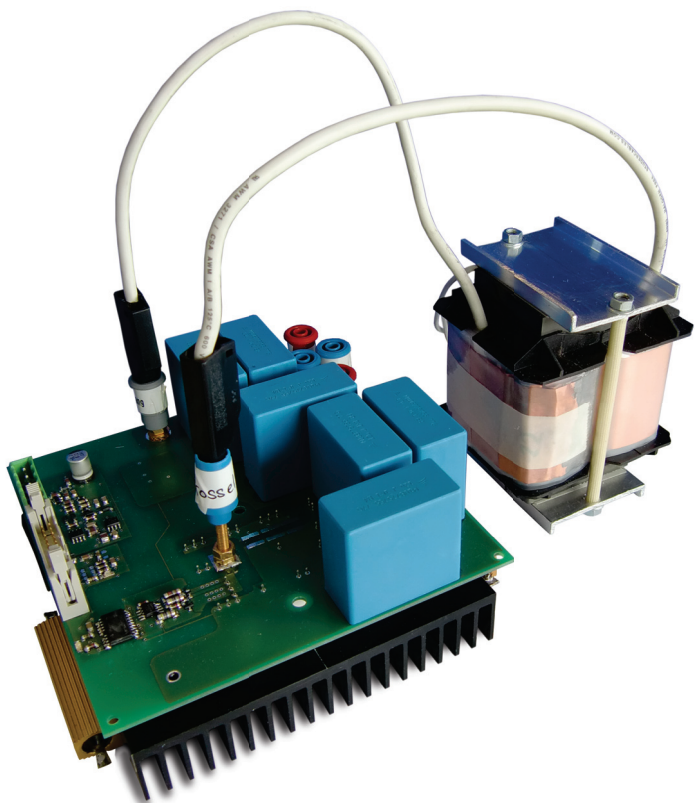


Abbildung 8.1: Hochsetzsteller-Prüfling

Komponente	Details
C_e	Folienkondensator, 24 μF / 1100 V _{DC}
L	400 μH , Ferrit, Band-Wicklung, Kupfer
T_1	SiC-JFET, 1200 V, 70 m Ω , normally-on, 2 <i>parallel</i>
T_2	Si-MOSFET, P-Kanal, selbstsperrend, 30 V, 3 m Ω
D	SiC-Diode, 1200 V, 7,5A, 5 <i>parallel</i>
C_a	Folienkondensator, 48 μF / 1100 V _{DC}

Tabelle 8.1: Konfiguration des Hochsetzstellers (vgl. Abbildung 8.2)

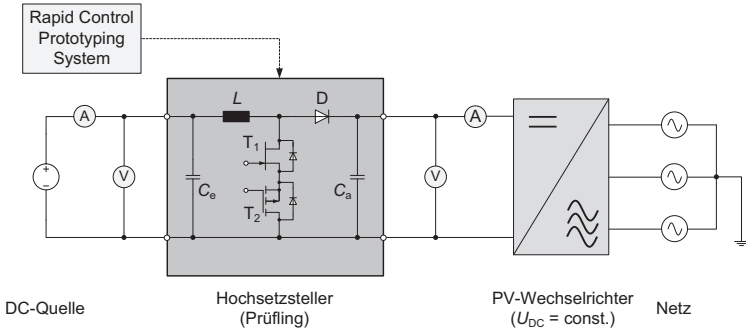


Abbildung 8.2: Messschaltung zur Verlustleistungsmessung des Hochsetzstellers

8.2.2 Messverfahren

8.2.2.1 Elektrisches Messverfahren

Die elektrische Messung der Verlustleistung erfolgt mithilfe des Leistungsmessgeräts *Yokogawa WT3000* [Yokogawa 2009]. Dazu wird die Wirkleistung am Ein- und Ausgang des Hochsetzstellers P_e bzw. P_a aufgenommen, sodass die Verlustleistung P_V gemäß der folgenden Vorschrift ermittelt werden kann:

$$P_V = P_e - P_a. \quad (8.1)$$

Für einen möglichst genauen Vergleich zwischen Modellierung und Messung wird die durch die Leitungswiderstände (vgl. Tabelle A.13) hervorgerufene Verlustleistung von der gemessenen Verlustleistung des Hochsetzstellers abgezogen:

$$P_V^* = P_V - I_e^2 R_{DC,e}(\vartheta) - I_a^2 R_{DC,a}(\vartheta). \quad (8.2)$$

Auch hier bleiben die Messabweichungen der mithilfe des Micro-Ohmmeters *C.A 6250* [Chauvin Arnoux 2004] ermittelten Leitungswiderstände unberücksichtigt. Die maximale Messunsicherheit der gemessenen Verlustleistung ergibt sich mit Gleichung (6.4) zu

$$\Delta P_V = |\Delta P_e| + |\Delta P_a|, \quad (8.3)$$

wobei die Messunsicherheiten des Leistungsmessgerätes Tabelle 6.7 zu entnehmen sind.

8.2.2.2 Kalorimetrisches Messverfahren zur Vermessung der Einzelkomponenten

Hinsichtlich der Verlustleistungsmessung der Einzelkomponenten ist es naheliegend, mithilfe der an den Klemmen der jeweiligen Komponente bereit stehenden elektrischen Größen die Ein- und Ausgangsleistung zu erfassen und so schließlich die Verlustleistung durch die Subtraktion dieser beiden Größen zu bestimmen. Für Komponenten mit geringer Verlustleistung ist mit dieser Vorgehensweise allerdings die Problematik verknüpft, dass die Genauigkeit bei der Subtraktion der in diesem Fall nahezu gleich großen Ein- und Ausgangsleistungen verloren geht. Ein weiterer für die Drossel infrage kommender Ansatz, die Verlustleistung über den Strom, die Spannung und den Phasenwinkel zwischen Strom und Spannung zu ermitteln, scheidet i.d.R.

ebenfalls aus, da letztgenannter von den elektrischen Messgeräten nicht hinreichend genau erfasst werden kann. Infolgedessen haben sich kalorimetrische Messverfahren als Alternative für derartige Messaufgaben etabliert [Blaabjerg et al. 2002], [Christen et al. 2010], [Van den Bosche und Valchev 2005].

Das kalorimetrische Messprinzip basiert auf der Messung des Wärmeaustausches, welcher mit der Zustandsänderung eines thermodynamischen Systems einhergeht und zu diesem Zweck sich eine Vielzahl unterschiedlicher Arten von Kalorimetern (vgl. [Cao et al. 2006]) entwickelt haben. Im vorliegenden Fall kommt ein sog. *Trägheitskalorimeter* zum Einsatz, für das sich die ausgetauschte Wärme \dot{Q} , die der Verlustleistung des Prüflings $P_{V,DUT}$ entspricht, zu

$$\dot{Q} = P_{V,DUT} = \frac{d\Delta\vartheta}{dt} \sum_i m_i c_i + \frac{\Delta\vartheta}{R_{th}} \quad (8.4)$$

mit $\Delta\vartheta$: Differenz der Innenraumtemperatur ϑ_i und Umgebungstemperatur ϑ_a des Kalorimeters, m_i : Einzelmassen der Bestandteile des Kalorimeters, c_i : spezifische Wärmekapazität der Einzelmassen und R_{th} : Wärmewiderstand des Kalorimeters ergibt. Im eingeschwungenen thermischen Zustand vereinfacht sich Gleichung (8.4) und lautet nunmehr:

$$P_{V,DUT} = \frac{\Delta\vartheta}{R_{th}} = \frac{\vartheta_a - \vartheta_i}{R_{th}}. \quad (8.5)$$

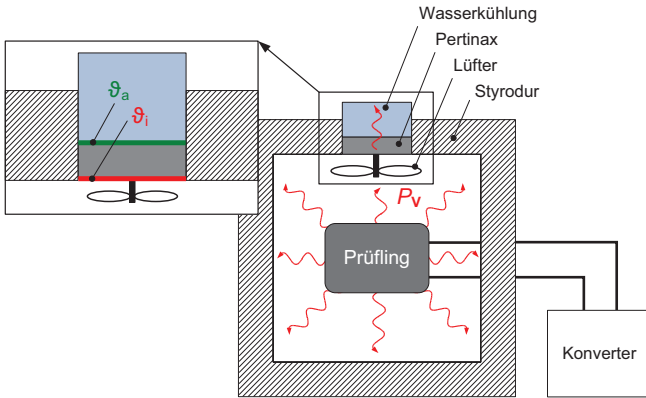


Abbildung 8.3: Schematischer Aufbau des verwendeten Kalorimeters

Der schematische Aufbau des verwendeten Kalorimeters ist in Abbildung 8.3 dargestellt. Das Kalorimeter ist dabei aus hoch isolierendem Styrodur ($\lambda = 0,034 \text{ W/(m}\cdot\text{K)}$) mit einer Wandstärke von insgesamt 20 cm gefertigt und verfügt über einen ca. $20 \times 20 \times 20 \text{ cm}$ großen Innenraum, in den der Prüfling, d.h. die jeweils zu vermessende Komponente, eingebracht wird. Die durch den Prüfling entstehende Wärme wird durch einen Lüfter gleichmäßig im Innenraum verteilt und über die im Deckel eingesetzte Pertinaxplatte mit einer Abmessung von $10 \times 10 \text{ cm}$ abgeführt. An der Innen- und Außenseite der Pertinaxplatte sind jeweils neun PT100-Sensoren zur Temperaturmessung angebracht. Die Oberseite der Pertinaxplatte wird zusätzlich wassergekühlt.

Die Kalibrierung des Kalorimeters wird mithilfe eines ohmschen Widerstands vorgenommen, sodass sich der Wärmewiderstand entsprechend Gleichung (8.5) unter Berücksichtigung der durch den Lüfter eingebrachten Leistung zu

$$R_{th} = \frac{\vartheta_{a,K} - \vartheta_{i,K}}{P_{V,DUT,K} + P_{V,Lüfter,K}} \quad (8.6)$$

berechnen lässt. Der Index „K“ kennzeichnet hierbei den Kalibriervorgang. Durch die Kalibrierung werden gleichzeitig die Wärmewiderstände der Außenwände und Zuleitungen des Kalorimeters erfasst. Mit dem auf diese Weise ermittelten Wärmewiderstand und der sich in dem jeweiligen Arbeitspunkt einstellenden Temperaturdifferenz kann die Verlustleistung des Prüflings – hier mit dem Index „M“ für „Messung“ gekennzeichnet – bestimmt werden:

$$\begin{aligned} P_{V,DUT,M} &= \frac{\vartheta_{a,M} - \vartheta_{i,M}}{R_{th}} - P_{V,Lüfter,M} \\ &= \frac{(\vartheta_{a,M} - \vartheta_{i,M})(P_{V,DUT,K} + P_{V,Lüfter,K})}{\vartheta_{a,K} - \vartheta_{i,K}} - P_{V,Lüfter,M}. \end{aligned} \quad (8.7)$$

Der Temperaturanstieg folgt einem Verzögerungsglied 1. Ordnung, sodass die Messungen theoretisch unendlich lange bis zum Erreichen des stationären Endwertes dauern. Praktisch kann die Messung nach einer Dauer, die der fünffachen Zeitkonstante des Systems entspricht, beendet werden. Zu diesem Zeitpunkt hat die Temperatur 99,3% des stationären Endwertes erreicht und das System befindet sich somit im thermisch eingeschwungenen Zustand. Für das vorliegende System wird der thermisch eingeschwungene Zustand nach etwa 8 Stunden erreicht.

Die Messunsicherheit der Verlustleistung kann mittels Gleichung (A.77) berechnet werden – für eine gemessene Verlustleistung von 20 W beträgt die Messunsicherheit beispielsweise rund $\pm 1,5$ W. Um die Genauigkeit der Arbeitspunktmessungen weiter zu erhöhen, wird im Anschluss jeweils eine Vergleichsmessung durchgeführt, bei welcher die ermittelte Verlustleistung des Prüflings mithilfe eines ohmschen Widerstands eingepreßt wird. Die Übereinstimmung der in der Arbeitspunkt- und Vergleichsmessung erhaltenen Temperaturniveaus dient als Anhaltspunkt für die Genauigkeit der Verlustleistungsmessung.

8.2.3 Messergebnisse

Die elektrische Messung des Hochsetzstellers wird unter den in Tabelle 8.2 aufgelisteten Messbedingungen für die Schaltfrequenzen 32 kHz, 48 kHz, 64 kHz und 96 kHz vorgenommen. Die dazugehörigen Messergebnisse sind in Abbildung 8.4 gezeigt. Im unteren Leistungsbereich ist dabei ein Schwingen der Verlustleistung zu beobachten, das auf die Schwingung der im Aufbau vorhandenen parasitären Kapazitäten – wie u.a. die Ausgangskapazität des JFETs

$$C_{oss} = C_{DS} + C_{GD} \quad (8.8)$$

(siehe [Lutz 2006]) – mit der Drossel während der stromlosen Phase in dem hier vorherrschenden Lückbetrieb zurückzuführen ist.

Parameter	Wert
Eingangsspannung U_e	400 V _{DC}
Ausgangsspannung U_a	600 V _{DC}
Eingangsleistung P_e	≤ 6600 W
Schaltfrequenz f_s	32 kHz, 48 kHz, 64 kHz, 96 kHz
Umgebungstemperatur ϑ_U	20°C
Kühlkörper-Temperatur ϑ_{HS}	70°C
Kühlung der Drossel	freie Konvektion, geöffneter Raum

Tabelle 8.2: Messbedingungen

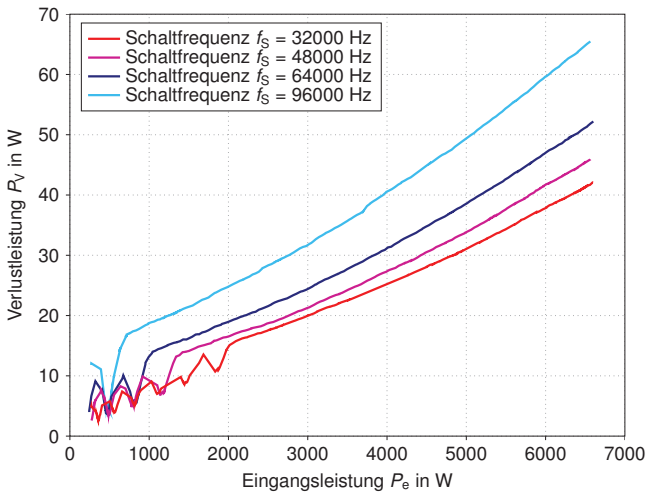


Abbildung 8.4: Ergebnisse der elektrischen Messung für die verschiedenen Schaltfrequenzen

Der Vergleich der gemessenen mit den modellierten Verlustleistungen ist in den Abbildungen 8.5 bis 8.8 für die jeweilige Schaltfrequenz dargestellt. Hierbei ist zu erkennen, dass die Verläufe der modellierten Verlustleistungen eine gute Übereinstimmung mit den Messergebnissen aufweisen und im nicht lückenden Betrieb innerhalb des Messunsicherheitsbereichs liegen. Allerdings ist, wie erwartet, eine Zunahme der Abweichung zwischen Messung und Modellierung mit der Schaltfrequenz zu beobachten: Ergibt sich bei einer Schaltfrequenz von 32 kHz und Nennleistung eine Abweichung von etwa 1,7 W (entspricht ca. 4% der gemessenen Verlustleistung), beträgt die Abweichung bei dreifacher Schaltfrequenz und ebenfalls Nennleistung dagegen knapp 7 W (entspricht ca. 10,5% der gemessenen Verlustleistung).

Für den weitergehenden Abgleich der Modelle werden die Verlustleistungen der Einzelkomponenten mithilfe des kalorimetrischen Messaufbaus ermittelt. Die Arbeitspunkte werden so ge-

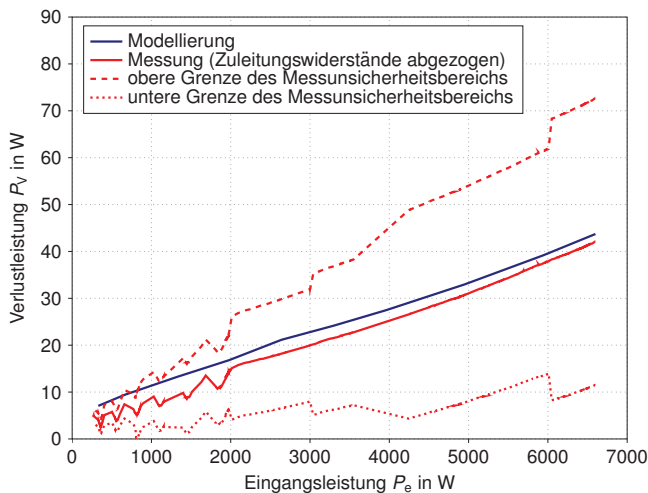


Abbildung 8.5: Vergleich der Modellierungs- und Messergebnisse bei $f_s = 32$ kHz

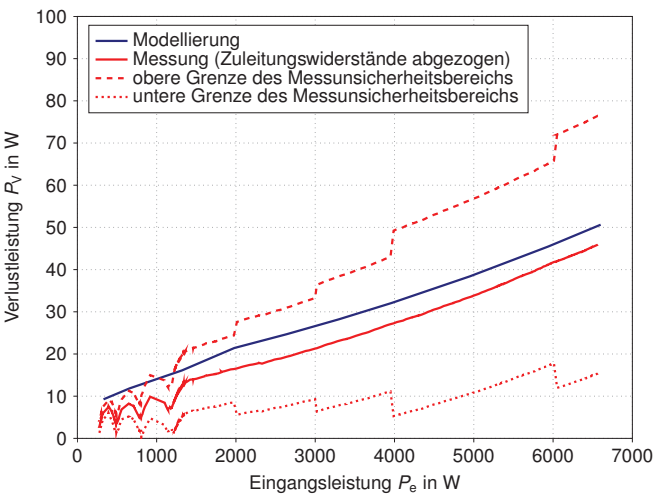


Abbildung 8.6: Vergleich der Modellierungs- und Messergebnisse bei $f_s = 48$ kHz

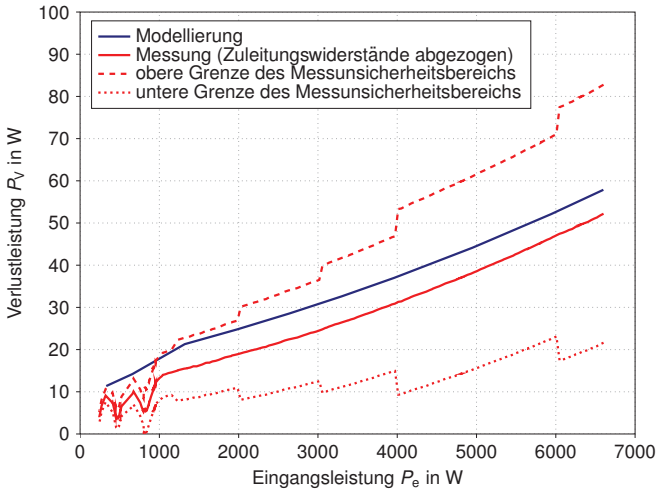


Abbildung 8.7: Vergleich der Modellierungs- und Messergebnisse bei $f_S = 64$ kHz

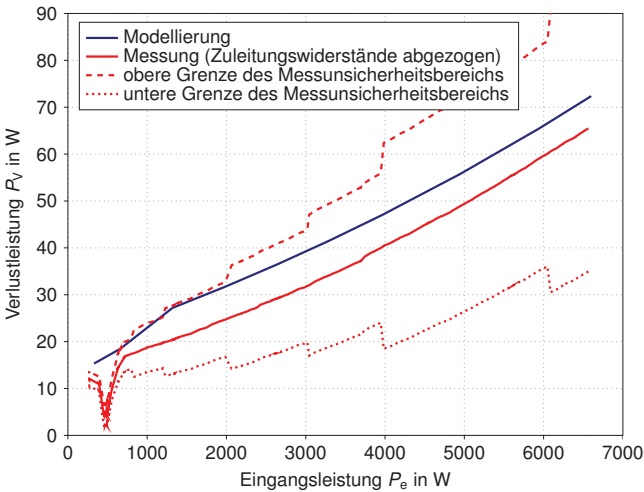


Abbildung 8.8: Vergleich der Modellierungs- und Messergebnisse bei $f_S = 96$ kHz

wählt, dass der Messbereich des Kalorimeters möglichst gut ausgenutzt und gleichzeitig die Komponenten nicht überlastet werden. Dementsprechend wird die Drossel bei einer Ein- bzw. Ausgangsspannung des Konverters von 400 V bzw. 800 V und die mit den Halbleitern und Zwischenkreiskondensatoren bestückte Platine bei einer Ein- bzw. Ausgangsspannung von 400 V bzw. 600 V vermessen. Abbildung 8.9 zeigt exemplarisch die Temperaturverläufe einer kalorimetrischen Messung für die Drossel bei einer Schaltfrequenz von 32 kHz. Die Messergebnisse sind in Tabelle 8.3 und 8.4 dargelegt.

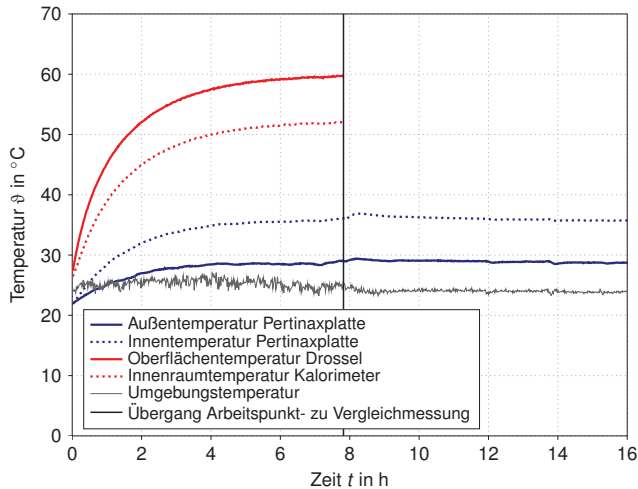


Abbildung 8.9: Temperaturverläufe der kalorimetrischen Messung der Drossel bei $f_s = 32$ kHz

Im Fall der Hochsetzstellerdrossel zeigt sich eine ausgeprägte, mit der Schaltfrequenz ansteigende Abweichung zwischen der modellierten und kalorimetrisch gemessenen Verlustleistung. Die anfallende Verlustleistung wird dabei bei einer Schaltfrequenz von 32 kHz bereits um etwa 40% und bei 96 kHz sogar um mehr als das Doppelte überschätzt. Eine naheliegende Vermutung hierbei ist, dass der für die Berechnung der Wicklungsverluste angewendete eindimensionale Ansatz nach Dowell nur noch eine eingeschränkte Gültigkeit aufweist und die so berechneten von den tatsächlich auftretenden Wicklungsverlusten stark abweichen.

Die modellierten Verlustleistungen der Halbleiter und Zwischenkreiskondensatoren zeigen hingegen eine gute bis sehr gute Übereinstimmung mit den kalorimetrisch ermittelten Verlustleistungen. Dennoch sind mit der Schaltfrequenz zunehmende Abweichungen zu beobachten. Einen maßgeblichen Einfluss dürfte auch hier die sich auf die Schaltverluste auswirkende Kommutierungsinduktivität haben, die im wirklichen Messaufbau mit hoher Wahrscheinlichkeit in der Schaltzelle vorherrschenden Kommutierungsinduktivität abweicht. Zudem sind auch Messungenauigkeiten bei der Charakterisierung der Halbleiter nicht auszuschließen und fließen in die Verlustberechnung der Komponenten mit ein. Demgegenüber kann der in Kapitel 6 erwähnte Einfluss von Bauteilstreuungen in diesem Fall jedoch ausgeschlossen werden, da die Halbleiter-Charakterisierung mit demselben im Messaufbau verwendeten Halbleitermodul

Arbeitspunkt			Verlustleistung	
Schalt- frequenz f_S	Eingangs- leistung P_e	kalorimetrische Messung	Modellierung	Abweichung Modellierung zu Messung
32 kHz	3300 W	12,17 W \pm 1,42 W	17,07 W	40,3%
48 kHz	3300 W	9,08 W \pm 1,38 W	15,43 W	69,9%
64 kHz	3300 W	7,41 W \pm 1,36 W	14,41 W	94,5%
96 kHz	3300 W	6,10 W \pm 1,35 W	13,02 W	113,4%

Tabelle 8.3: Vergleich der kalorimetrisch ermittelten und modellierten Drossel-Verlustleistung bei $U_e = 400$ V und $U_a = 800$ V

durchgeführt wurde. Es bleibt somit insgesamt festzuhalten, dass sich kleine, aber unvermeidbare Ungenauigkeiten vorherrschen, die mit zunehmender Schaltfrequenz stärker ins Gewicht fallen.

Arbeitspunkt			Verlustleistung	
Schalt- frequenz f_S	Eingangs- leistung P_e	kalorimetrische Messung	Modellierung	Abweichung Modellierung zu Messung
32 kHz	3300 W	16,68 W \pm 1,47 W	15,87 W	5,1%
48 kHz	1980 W	13,86 W \pm 1,44 W	14,14 W	2,0%
64 kHz	1320 W	12,16 W \pm 1,42 W	14,51 W	19,3%
96 kHz	990 W	16,02 W \pm 1,46 W	18,83 W	17,5%

Tabelle 8.4: Vergleich der kalorimetrisch ermittelten und modellierten Verlustleistung der Halbleiter und Zwischenkreiskondensatoren bei $U_e = 400$ V und $U_a = 600$ V

8.3 Verbesserung der Modellierungsgenauigkeit und Fazit

Wie aus den vorherigen kalorimetrischen Verlustleistungsmessungen ersichtlich ist, besteht bei der Drossel – im Gegensatz zu den Halbleitern und Zwischenkreiskondensatoren – eine große Abweichung zwischen der Modellierung und der durchgeführten Messung. Es ist daher zu erwarten, dass die Verbesserung der Modellierungsgenauigkeit der Drossel zu einer deutlich verbesserten Übereinstimmung der modellierten und gemessenen Verlustleistungen führt.

Ein Ansatzpunkt zur Verbesserung der Modellierungsgenauigkeit besteht darin, anstelle des eindimensionalen Modells zur Berechnung des Wicklungswiderstandes ein zweidimensionales FEM-Modell zu verwenden. Zu diesem Zweck wird hierbei die frei verfügbare Software *Finite Element Method Magnetics (FEMM)* [FEMM 2012] eingesetzt. Das den Berechnungen zugrunde liegende FEMM-Modell, wie in Abbildung 8.10 gezeigt, kann mithilfe eines entsprechenden MATLAB-Skriptes generiert werden. Dabei sind die Schnittstellen des Quellcodes für

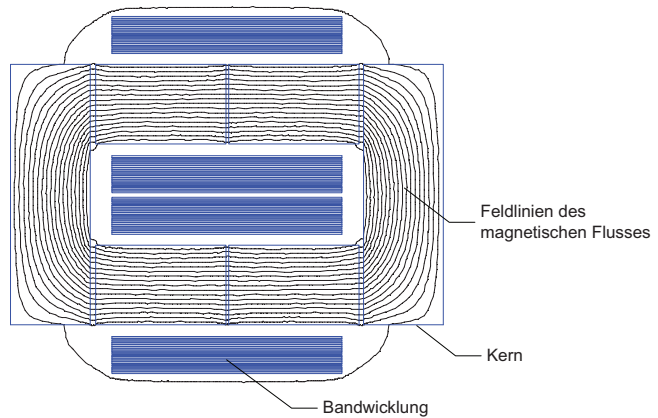


Abbildung 8.10: Zweidimensionales FEMM-Modell der Hochsetzstellerdrossel

eine direkte Integration in das Drossel-Auslegungsverfahren gemäß Kapitel 5 ausgeführt, was insbesondere bedeutet, dass das Modell automatisch entsprechend der jeweiligen Kernbauform erstellt und der Wicklungswiderstand für die verschiedenen Frequenzen berechnet wird (vgl. Abbildung 8.12). Durch die FEM-Simulationen ist allerdings ein deutlich erhöhter Rechenaufwand in Kauf zu nehmen, der im Fall eines zur Verfügung stehenden Rechners mit Mehrkernprozessor durch Parallelisierung der Berechnungen kompensiert werden kann. Zudem besteht bei der erläuterten Auslegungsmethode im Gegensatz zu dem in [Rigbers 2010] dargestellten Verfahren der Vorteil, die ermittelten Drosseldesigns auch für andere Berechnungen wiederzuverwenden, infolgedessen die erforderlichen FEM-Simulationen gering gehalten werden können.

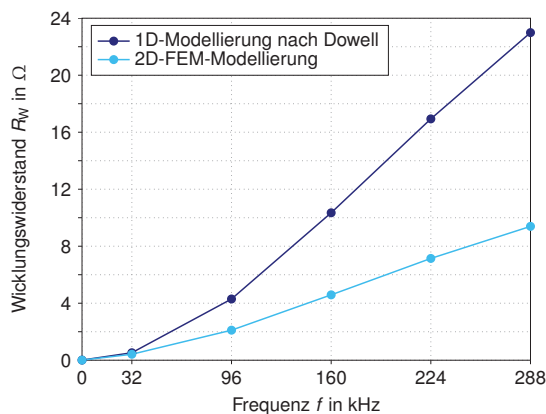


Abbildung 8.11: Wicklungswiderstände gemäß dem 1D- und 2D-FEM-Modellierungsansatz für eine Schaltfrequenz von 32 kHz und deren Harmonische

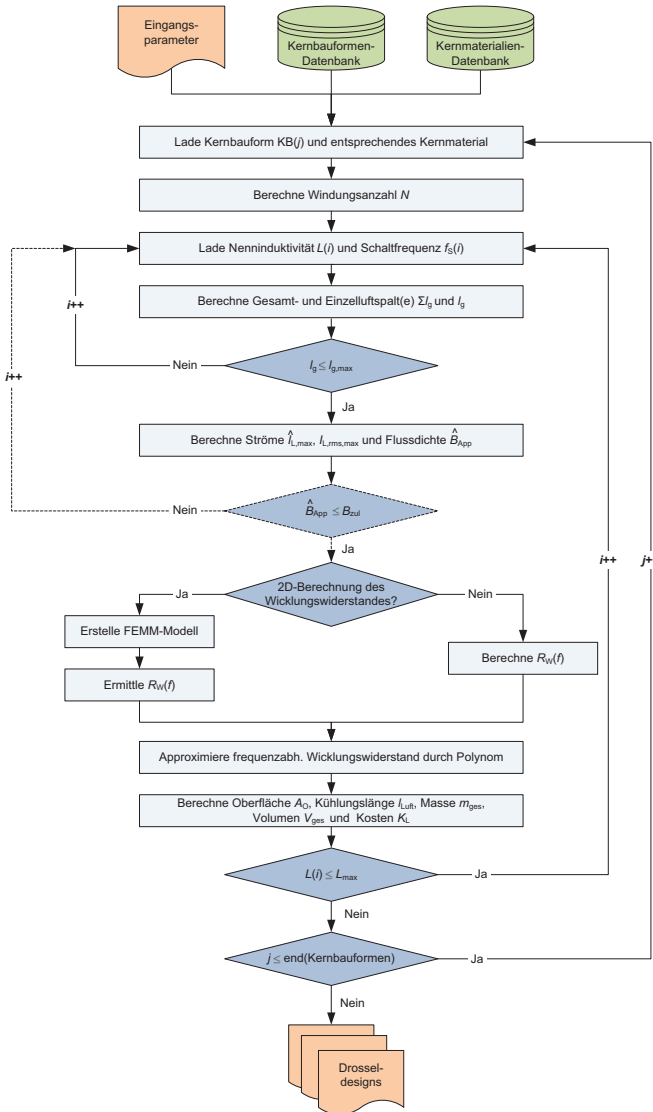


Abbildung 8.12: Flussdiagramm des Drossel-designs mit ein- oder zweidimensionaler Berechnung des Wicklungswiderstandes (1. Schritt des Auslegungsverfahrens)

In Abbildung 8.11 ist ein Vergleich der mithilfe des 1D- und 2D-FEM-Modellierungsansatzes berechneten Wicklungswiderstände für eine Schaltfrequenz von 32 kHz und deren Harmonische dargestellt. Es zeigt sich, dass die mit dem 1D-Ansatz berechneten Wicklungswiderstände für die Harmonischen von 32 kHz bis zu einem Faktor von etwa 2,5 mehr betragen als die mithilfe des 2D-FEM-Ansatzes ermittelten Wicklungswiderstände. Die Ursache für diesen Unterschied begründet sich in der Annahme des 1D-Ansatzes und dem zu diesem Zweck eingeführten Porosity Factors, dass die Leiterlagen mit dem Kern abschließen und infolgedessen der magnetische Fluss in den Wicklungszwischenräumen parallel zu den Leiteroberflächen verläuft. Allerdings ist in der Praxis – wie auch bei dem vorliegenden Modell – ein gewisser Abstand von der Wicklung zum Kern notwendig, wodurch das Magnetfeld nicht nur eine tangential, sondern auch eine orthogonale Komponente in den Zwischenräumen aufweist. Auf diese Weise werden die Windungen auch entlang ihrer Kanten an den beiden Enden von dem hochfrequenten Strom durchflossen, sodass die effektive Oberfläche des Leiters, die den Strom leitet, größer als die nach dem 1D-Ansatz berechnete ist und sich dementsprechend ein geringerer Leiterwiderstand ergibt [Robert und Mathys 1998].

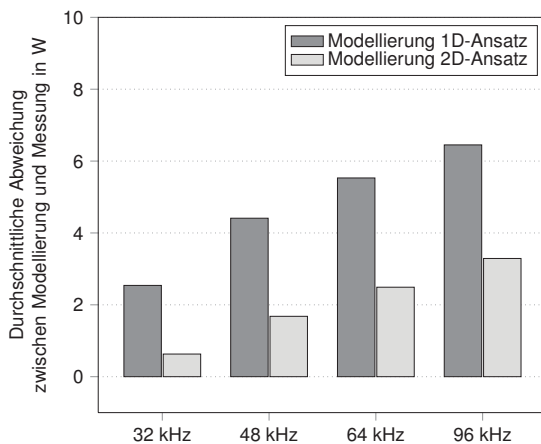


Abbildung 8.13: Vergleich der durchschnittlichen Abweichung zwischen der 1D-/ 2D-Modellierung und der Messung in Abhängigkeit der Schaltfrequenz bei $U_e = 400$ V und $U_a = 600$ V

Eine erneute Berechnung der Hochsetzsteller-Verluste für die verschiedenen Schaltfrequenzen mit dem zweidimensionalen FEM-Modell zeigt, wie den Abbildungen 8.14 bis 8.17 zu entnehmen ist, dass die Übereinstimmung von Modellierung und Messung in deutlichem Maße gesteigert werden kann und sich somit die Erwartungen bestätigen. Ein detaillierter Vergleich der durchschnittlichen Abweichung zwischen der 1D-, 2D-Modellierung und der Messung ist in Abbildung 8.13 gezeigt: Demnach lässt sich die Differenz von Modellierung zu Messung mithilfe des 2D-Ansatzes um durchschnittlich etwa 60% reduzieren und beträgt damit lediglich ca. 11% statt 25% wie im Fall des 1D-Modellierungsansatzes.

In Ergänzung dazu zeigt Tabelle 8.5 die Gegenüberstellung der kalorimetrisch gemessenen sowie der 1D- und 2D-modellierten Verlustleistung der Drossel. Hierbei ist ersichtlich, dass die mithilfe des 2D-Modellierungsansatzes berechneten Verluste innerhalb des Toleranzbereiches

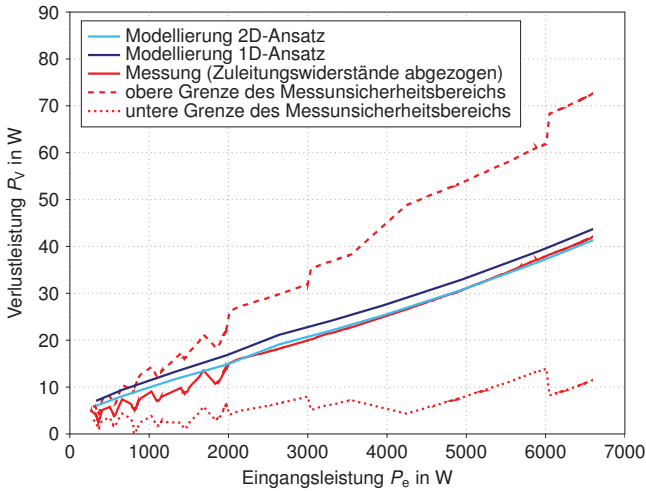


Abbildung 8.14: Vergleich der 1D-/ 2D-Modellierungs- und Messergebnisse bei $f_S = 32$ kHz

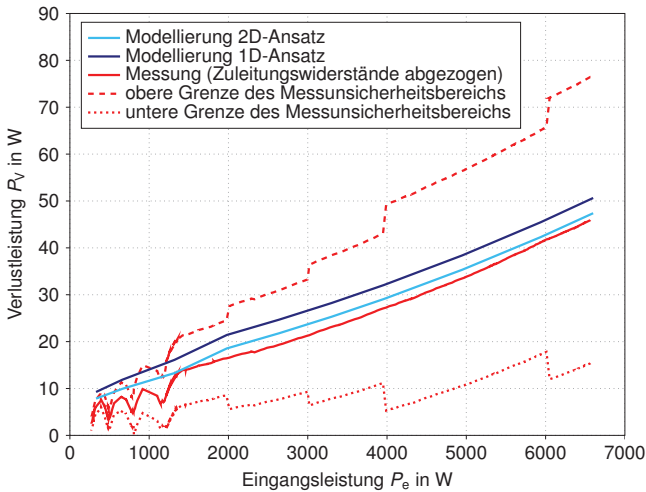


Abbildung 8.15: Vergleich der 1D-/ 2D-Modellierungs- und Messergebnisse bei $f_S = 48$ kHz

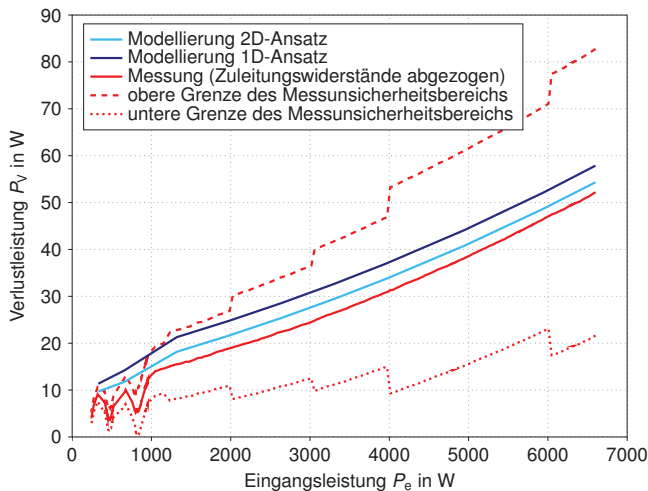


Abbildung 8.16: Vergleich der 1D-/ 2D-Modellierungs- und Messergebnisse bei $f_s = 64$ kHz

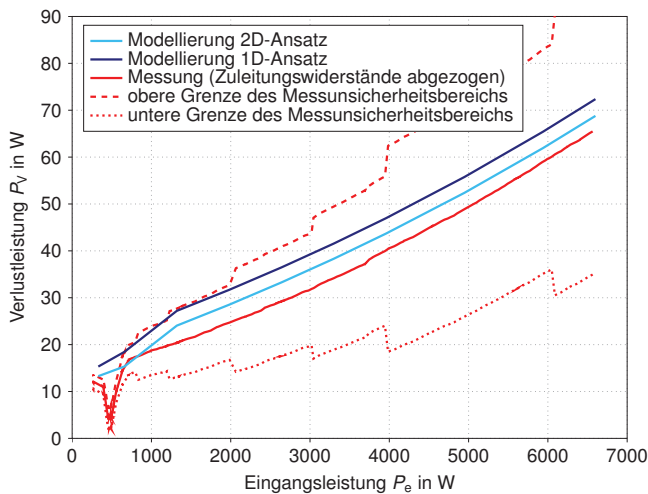


Abbildung 8.17: Vergleich der 1D-/ 2D-Modellierungs- und Messergebnisse bei $f_s = 96$ kHz

der gemessenen Verlustleistung liegen.

Arbeitspunkt			Verlustleistung	
Schalt- frequenz f_S	Eingangs- leistung P_e	kalorimetrische Messung	Modellierung (1D Ansatz)	Modellierung (2D Ansatz)
32 kHz	3300 W	12,17 W \pm 1,42 W	17,07 W	13,35 W
48 kHz	3300 W	9,08 W \pm 1,38 W	15,43 W	9,84 W
64 kHz	3300 W	7,41 W \pm 1,36 W	14,41 W	8,24 W
96 kHz	3300 W	6,10 W \pm 1,35 W	13,02 W	6,67 W

Tabelle 8.5: Vergleich der kalorimetrisch gemessenen und 1D- sowie 2D-modellierten Drossel-Verlustleistung bei $U_e = 400$ V und $U_a = 800$ V

In Summe ist aus den durchgeführten Untersuchungen zu schlussfolgern, dass mit dem beschriebenen Modellierungsverfahren bis knapp 100 kHz das Verhalten und die Verluste von hartschaltenden Konverter-Topologien mit einer ausreichend hohen Genauigkeit für die genannten Einsatzbereiche, zu denen insbesondere das Benchmarking verschiedener Topologien und ihrer Konfigurationen gehört, modelliert werden können. Zudem kann die Genauigkeit, wie gezeigt wurde, durch die zweidimensionale Modellierung des Wicklungswiderstandes der Drossel in entscheidendem Maße verbessert werden. Trotzdem ist es empfehlenswert, insbesondere für Benchmark-Analysen, bei denen eine Vielzahl von Berechnungen durchgeführt werden müssen, weiterhin auf den eindimensionalen Berechnungsansatz zurückzugreifen und die FEM-gestützte Ermittlung des Wicklungswiderstandes aufgrund des erhöhten Rechenaufwandes lediglich für Detailuntersuchungen einzusetzen.

9 Zusammenfassung und Ausblick

9.1 Zusammenfassung

Mit dem in dieser Arbeit weiterentwickelten *integrierten Design- und Optimierungsverfahren* wird dem Entwickler ein umfangreiches Werkzeug für PV-Wechselrichter und andere leistungselektronische Konverter bereit gestellt, welches ihn bei der Aufgabe unterstützt, in kürzester Zeit geeignete Konverterdesigns für die jeweilige Anwendung zu ermitteln und auf diese Weise ein unter den gegebenen Randbedingungen optimales Design auszuwählen.

Einen Teil der Arbeit nahm die Darstellung der wesentlichen Elemente und der zugrunde gelegten Modelle des Verfahrens ein, das sich in sich vier aufeinander folgende Schritte – die systematische Vorselektion der Sinusfilter-Konfigurationen, die Ermittlung der Belastungsdaten, die Verlustberechnung der einzelnen Komponenten des leistungselektronischen Pfades und die abschließende Durchführung der Optimierung – untergliedert.

Der erste Schritt der Vorselektion von den Sinusfilter-Konfigurationen stellt einen optionalen Schritt dar und dient dazu, den Suchraum für die Filterkonfigurationen dahingehend zu filtern, dass nur Konfigurationen für die weiteren Berechnungsschritte ausgewählt werden, welche die festgelegten normativen und regelungstechnischen Anforderungen erfüllen.

Die sich anschließende Ermittlung der Belastungsdaten erfolgt auf der Grundlage eines analytischen Verhaltensmodells der jeweiligen Topologie und der durch den Anwender vorgegebenen Konfigurationen sowie Arbeitspunkte. Die Wahl von analytischen Modellen ist darin begründet, dass diese gegenüber numerischen Modellen aufgrund ihrer kurzen Rechenzeit überlegen sind und demzufolge auch aufwendige Benchmarks verschiedener Topologien oder neuer Bauelemente-Technologien vorgenommen werden können. Eine exemplarische Darstellung eines solchen Verhaltensmodells erfolgte exemplarisch anhand der B6-Topologie.

Neben der Verhaltensmodellierung der Topologien hängt die Qualität der Berechnungsergebnisse von den Verlustleistungsmodellen der einzelnen Bauelemente ab, auf die in der Arbeit ausführlich eingegangen wurde. Zu den bei der Verlustmodellierung berücksichtigten Bauelementen gehören die für den Leistungsteil relevanten Komponenten, d.h. die Drosseln, Leistungshalbleiter und Zwischenkreiskondensatoren. Ein besonderes Augenmerk lag dabei auf der Auslegung und Verlustberechnung der Drosseln: In diesem Zusammenhang wurden verschiedene einsetzbare Kern- und Wicklungsmaterialien, die auftretenden Verlustmechanismen sowie die thermische Modellierung beleuchtet und schließlich ein zweistufiges Designverfahren dieser Komponenten dargelegt.

Der am Ende durchgeführte Optimierungsschritt ermöglicht schließlich das Auffinden eines optimalen Konverterdesigns unter der Berücksichtigung einer Vielzahl von Kriterien, wie beispielsweise der Kosten, Verlustleistung, dem Bauvolumen oder Gewicht, die für die Verarbeitung im Werkzeug durch ihre zugehörigen Gewichtungsfunktionen abgebildet werden. In der

vorliegenden Arbeit wurde das Hauptaugenmerk auf die Kosten – zusammengesetzt aus den Kosten der Bauelemente und des Kühlaufwands – und der nach dem europäischen Wirkungsgrad gewichteten Verlustleistung gelegt, die folglich als Optimierungskriterien in den weiteren Ausführungen herangezogen wurden.

Darüber hinaus stellte die Anwendung und Validierung des Verfahrens einen wichtigen Aspekt der Arbeit dar. Dazu wurden in Kapitel 6 optimale Designs der B6- und BSNPC-Wechselrichterstufen für eine Nennleistung von 17 kW und eine definierte Schaltfrequenz von 16 kHz unter den weiteren festgelegten Randbedingungen ermittelt. Anhand der Optimierungsergebnisse konnte demonstriert werden, dass sich mit dem Werkzeug ein umfassender und systematischer Vergleich verschiedener hart-schaltender Topologien und deren Designs vollziehen lässt. Die Validierung der für die optimierte Wechselrichterstufe simulatorisch ermittelten Ergebnisse zeigte schließlich eine gute Übereinstimmung mit den durch Messungen gewonnenen Ergebnissen. Zudem konnte in Kapitel 7 anhand des Abgleichs der gemessenen und modellierten Verluste eines Hochsetzstellers für Schaltfrequenzen von bis nahezu 100 kHz dargelegt werden, dass das Verfahren ebenfalls mit einer ausreichenden Genauigkeit für die Verlustleistungsberechnung bei hohen Schaltfrequenzen eingesetzt werden kann. Weiterhin lässt sich die erreichte Modellgenauigkeit durch die Berechnung des Wicklungswiderstandes der Drossel unter Verwendung eines zweidimensionalen FEM-Modells erhöhen.

Dem besonderen Augenmerk der Arbeit hinsichtlich der magnetischen Bauelemente wurde weiterhin Rechnung getragen, indem ein Optimierungsverfahren der Drosselgeometrien mithilfe evolutionärer Strategien entwickelt wurde. Auf diese Weise können für die betreffende Anwendung pareto-optimale Drosseldesigns in Bezug auf geringe Kosten und Verluste ermittelt werden, die zudem manuell vorgegebenen Drosselgeometrien überlegen sind.

Abschließend gilt es für das vorgestellte *integrierte Design- und Optimierungsverfahren* noch einmal zu betonen, dass die Güte der erzielten Berechnungsergebnisse von der Qualität der verwendeten Modelle und der zugehörigen Datenbanken abhängt. Auch muss stets im Hinterkopf behalten werden, dass das Verfahren wie jede Art von computergestützten Berechnungen und Simulationen die Realität nur im begrenzten Maße abbilden kann: Der Grund hierfür sind die notwendigen Vereinfachungen der Modelle, die einerseits dafür sorgen, dass die Modelle handhabbar bleiben und mit der verfügbaren Rechenkapazität sowie -zeit auskommen, aber auf der anderen Seite die Genauigkeit herabsetzen. Aus dieser Erkenntnis folgt im Umkehrschluss, dass die fortwährende Validierung der mithilfe des Werkzeugs erhaltenen Ergebnisse ein wichtiger Bestandteil des computergestützten Berechnungsprozesses darstellt, mithilfe dessen die Gültigkeit der Modelle überprüft und Beschränkungen erkannt werden können. Daneben ist für die zuverlässige Arbeit mit dem Werkzeug eine detaillierte Dokumentation der für die Berechnungen getroffenen Randbedingungen unumgänglich, um so mangelnder Transparenz vorbeugen und ggf. falsch gesetzte Parameter erkennen zu können. Zu guter Letzt ist zu berücksichtigen, dass mithilfe dem Werkzeug i.d.R. eine Vielzahl an Lösungen und damit auch eine große Datenmenge erzeugt wird – folglich ist eine genaue Analyse dieser Daten notwendig, damit die Berechnungsergebnisse korrekt interpretiert werden.

9.2 Weiterführende Arbeiten

Das vorgestellte *integrierte Design- und Optimierungsverfahren* bietet dem Entwickler bereits eine nützliche und umfangreiche Unterstützung für die Auslegung und Optimierung von leistungselektronischen Konvertern. Gleichwohl ist die stetige Aktualisierung – insbesondere von den zugrunde gelegten Datenbanken –, Validierung und Weiterentwicklung des Werkzeugs notwendig, um auch künftig dessen Einsetzbarkeit sicherzustellen. Für die Weiterentwicklung des Werkzeugs gibt es u.a. folgende Ansatzpunkte:

Weiterentwicklung des thermischen Modells der Halbleiter Derzeit kommt für die Berechnung der Halbleiter-Temperaturen ein eindimensionales Wärmeübertragungsmodell zum Einsatz, bei dem die thermischen Widerstände der einzelnen Materialschichten unter Berücksichtigung der Wärmespreizung ermittelt werden. Der Spreizungswinkel wird dabei, wie zuvor erwähnt, in erster Näherung zu 45° angenommen. Zudem wird davon ausgegangen, dass die Abstände zwischen mehreren Halbleiterchips ausreichend groß sind und infolgedessen die gegenseitige Beeinflussung vernachlässigt werden kann. Die Annahme des Spreizungswinkels zu 45° stellt allerdings einen großen Unsicherheitsfaktor des Modells dar, die zu einer Überschätzung des thermischen Widerstands insbesondere für kleine Chipgrößen führt (vgl. [Guenin 2003]). Als Verbesserungsmöglichkeit könnte neben der Überprüfung erweiterter analytischer Modelle, wie beispielsweise dem in [Wang 2009] vorgestellten zweidimensionalen Ansatz, eine empirische Modellbildung der mithilfe von numerischen Berechnungen gewonnenen Wärmewiderstände – unter Berücksichtigung verschiedener Einflussgrößen, wie der Chipgröße, der Schichtdicken, der verwendeten Materialien oder der Abstände zwischen Halbleiterchips, – in Betracht gezogen werden.

Entwurf von Kühlkörpern Im aktuellen Stand des Werkzeugs findet keine Dimensionierung von einem Kühlkörper statt – vielmehr wird der kühlungstechnische Aufwand nur über verlustspezifische Kosten berücksichtigt. Die Miteinbeziehung eines konkreten Kühlkörper-Designs würde den Vorteil aufweisen, dass nicht nur der monetäre Einfluss des Kühlkörpers auf das Konverterdesign besser bewertet, sondern auch sein Einfluss auf das Bauvolumen bei verschiedenen Kühlungsarten eruiert werden könnte.

Auslegung der Filterkondensatoren Die Auslegung der in den Filtern eingesetzten Kondensatoren basiert gegenwärtig auf den in Kapitel 3 dargestellten Anforderungen an das GesamtfILTER. Allerdings werden in diesem Zusammenhang die in den Kondensatoren auftretenden Verluste und die für die Komponenten anfallenden Kosten nicht berücksichtigt. Insbesondere bei Wechselrichtern höherer Leistung haben die Filterkondensatoren jedoch einen nicht mehr zu vernachlässigenden Einfluss auf die Performance und die Kosten des Wechselrichters, sodass die Erweiterung des Werkzeugs in dieser Richtung einen wichtigen Schritt kennzeichnet.

Lebensdauerberechnungen Eine hohe Lebensdauer ist ebenfalls ein wichtiges Kriterium für den Nutzwert des PV-Wechselrichters, da die Reparatur oder der Austausch defekter Wechselrichter-Geräte zu Ertragsausfällen der PV-Anlage führt und somit einen nicht unbedeutenden Kostenfaktor darstellt. Im aktuellen Entwicklungsprozess wird die Abschätzung der Lebensdauer von den einzelnen Bauelementen mit unterschiedlichen Werkzeugen vorgenommen. An dieser Stelle kann mithilfe des vorgestellten Werkzeugs eine Verschlankung des Prozesses für die Bauteile im Leistungsteil des Wechselrichters erreicht

werden, indem die ermittelten Verlustleistungen und Temperaturen als Eingangsgrößen für die Lebensdauerberechnung herangezogen werden. Zu den ausfallkritischen Bauelementen im Leistungsteil zählen in erster Linie Elektrolytkondensatoren und Leistungshalbleiter. Für die Elektrolytkondensatoren wurde bereits in Kapitel 5 ein fundiertes Verfahren zu Berechnung der Lebensdauer aufgezeigt. Bei den Leistungshalbleitern hingegen gestaltet sich die Berechnung der Lebenserwartung weitaus komplexer: Hier werden die Ausfälle vorrangig durch häufig wechselnde Belastungen hervorgerufen, die zu ständigen Temperaturwechseln und in der Folge zum Altern der Lötstellen sowie zur Ablösung der Bonddrähte führen. Vorgehensweisen zur Berechnung der Lebensdauer von Leistungshalbleitern sind u.a. in [Ciappa 2008], [Thoben et al. 2008] und [Hinze 2011] zu finden. Diese bestehen im Wesentlichen darin, für ein vorgegebenes Einsatzprofil (*engl.* Mission Profile) die Verlustleistungen und Temperaturhübe der Leistungshalbleiter zu bestimmen, mithilfe letztgenannter schließlich über sog. Power Cycling-Kurven die verbrauchte Lebensdauer ermittelt werden kann.

Total Cost of Ownership-Analyse Die Berechnung der sog. Total Cost of Ownership hat zum Ziel, die Gesamtbetriebskosten einer geplanten Anschaffung über ihre Einsatzdauer hinweg zu erfassen und auf diese Weise eine gute Investitionsentscheidung treffen zu können. Im Fall der Bewertung verschiedener PV-Wechselrichter-Topologien und -Konfigurationen könnten neben den wie bisher für die Leistungsstufe berücksichtigen Kosten (vgl. Kapitel 2) beispielsweise auch die entgangene Einspeisevergütung infolge der Energieverluste oder die durch Ausfälle des Gerätes verursachten Kosten miteinbezogen werden.

A Anhang

A.1 Systemübertragungsfunktionen

Die Übertragungsfunktionen des durch die Zustandsraumgleichungen (3.3) und (3.4) gegebenen Systems von $u_{DM,x}$ nach i_{Lx1} , u_{Cx1} , i_{Lx2} und u_{Cx2} lauten:

$$F_1(s) = \frac{i_{Lx1}(s)}{u_{DM,x}(s)} = \frac{s^3 L_{x2} C_{x1} C_{x2} + s(C_{x1} + C_{x2})}{s^4 L_{x1} L_{x2} C_{x1} C_{x2} + s^2 (L_{x1} C_{x1} + L_{x1} C_{x2} + L_{x2} C_{x2}) + 1}, \quad (A.1)$$

$$F_2(s) = \frac{u_{Cx1}(s)}{u_{DM,x}(s)} = \frac{s^2 L_{x2} C_{x2} + 1}{s^4 L_{x1} L_{x2} C_{x1} C_{x2} + s^2 (L_{x1} C_{x1} + L_{x1} C_{x2} + L_{x2} C_{x2}) + 1}, \quad (A.2)$$

$$F_3(s) = \frac{i_{Lx2}(s)}{u_{DM,x}(s)} = \frac{s C_{x2}}{s^4 L_{x1} L_{x2} C_{x1} C_{x2} + s^2 (L_{x1} C_{x1} + L_{x1} C_{x2} + L_{x2} C_{x2}) + 1}, \quad (A.3)$$

$$F_4(s) = \frac{u_{Cx2}(s)}{u_{DM,x}(s)} = \frac{1}{s^4 L_{x1} L_{x2} C_{x1} C_{x2} + s^2 (L_{x1} C_{x1} + L_{x1} C_{x2} + L_{x2} C_{x2}) + 1}, \quad (A.4)$$

Das durch die Zustandsraumgleichungen (3.5) und (3.6) gegebene System hat die folgenden Übertragungsfunktionen:

$$F_1(s) = \frac{i_{Lx1}(s)}{u_{DM,x}(s)} = \frac{s^4 L_{x1} L_{x2} C_{x1} C_{x2} + s^3 L_{x2} C_{x1} C_{x2} R_{xN} + s^2 (L_{x2} C_{x1} + L_{xN} C_{x1} + L_{xN} C_{x2}) + s(C_{x1} R_{xN} + C_{x2} R_{xN}) + 1}{\Lambda}, \quad (A.5)$$

$$F_2(s) = \frac{i_{Netz,x}(s)}{u_{DM,x}(s)} = \frac{1}{\Lambda}, \quad (A.6)$$

$$F_3(s) = \frac{u_{Netz,x}(s)}{u_{DM,x}(s)} = \frac{s L_{xN} + R_{xN}}{\Lambda}, \quad (A.7)$$

$$F_4(s) = \frac{i_{Lx1}(s)}{u_{Netz,0}(s)} = -\frac{1}{\Lambda}, \quad (A.8)$$

$$F_5(s) = \frac{i_{Netz,x}(s)}{u_{Netz,0}(s)} = -\frac{s^4 L_{x1} L_{x2} C_{x1} C_{x2} + s^2 (L_{x1} C_{x1} + L_{x1} C_{x2} + L_{x2} C_{x2}) + 1}{\Lambda}, \quad (A.9)$$

$$F_6(s) = \frac{u_{Netz,x}(s)}{u_{Netz,0}(s)} = \frac{s^3 L_{x1} L_{x2} C_{x1} + s(L_{x1} + L_{x2})}{\Lambda}, \quad (A.10)$$

wobei

$$\begin{aligned} \Lambda = & s^5 L_{x1} L_{x2} L_{xN} C_{x1} C_{x2} + s^4 L_{x1} L_{x2} C_{x1} C_{x2} R_{xN} + s^3 (L_{x1} L_{x2} C_{x1} + L_{x1} L_{xN} C_{x1} + L_{x1} L_{xN} C_{x2} + L_{x2} L_{xN} C_{x2}) \\ & + s^2 (L_{x2} C_{x1} R_{xN} + L_{x1} C_{x2} R_{xN} + L_{x2} C_{x2} R_{xN}) + s(L_{x1} + L_{x2} + L_{xN}) + R_{xN}. \end{aligned} \quad (A.11)$$

A.2 Spektrum der Totzeitspannung

Der Zeitverlauf der Spannung $u_{\text{DM},x,\delta,\text{avg}}(t)$ (vgl. Abbildung 3.5) für $0 \leq t < \frac{T_{\text{Netz}}}{2}$ lautet:

$$u_{\text{DM},x,\delta,\text{avg}}(t) = \begin{cases} 0 & \text{für } 0 \leq t < \frac{t_\delta}{2} \\ \hat{u}_{\text{DM},x,\delta} \left[\sin\left(\frac{2\pi}{T_{\text{Netz}}} t\right) - \sin\left(\frac{\pi}{T_{\text{Netz}}} t_\delta\right) \right] & \text{für } \frac{t_\delta}{2} \leq t < \frac{T_{\text{Netz}}}{2} - \frac{t_\delta}{2} \\ 0 & \text{für } \frac{T_{\text{Netz}}}{2} - \frac{t_\delta}{2} \leq t < \frac{T_{\text{Netz}}}{2} \end{cases} \quad (\text{A.12})$$

Unter Berücksichtigung der Totzeitspannung nach Gleichung (3.17) bzw. (3.18) berechnet sich die Ausgangsspannung zu

$$\hat{u}_{\text{DM},x,\delta} = \hat{u}_{\text{DM},x} - \Delta u = \hat{u}_{\text{DM},x} - \hat{u}_{\text{Tot}} \quad (\text{A.13})$$

und der Zeitabschnitt t_δ kann gemäß

$$t_\delta = \frac{\arcsin\left(\frac{\Delta u}{\hat{u}_{\text{DM},x}}\right)}{\pi} \cdot T_{\text{Netz}} = \frac{\arcsin\left(\frac{\hat{u}_{\text{Tot}}}{\hat{u}_{\text{DM},x}}\right)}{\pi} \cdot T_{\text{Netz}} \quad (\text{A.14})$$

ermittelt werden. Das Spektrum von $u_{\text{DM},x,\delta,\text{avg}}(t)$ wird mithilfe einer Fourier-Analyse ermittelt, wobei eine Funktion $f(t)$ als Fourier-Reihe in der allgemeinen trigonometrischen Form wie folgt dargestellt werden kann:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad (\text{A.15})$$

mit $a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt$, $a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) dt$, $b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) dt$ und $\omega = \frac{2\pi}{T}$. Im vorliegenden Fall können bei der Fourier-Analyse einige Symmetrieeigenschaften zur Ermittlung der Koeffizienten a_0 , a_n und b_n ausgenutzt werden. Der Verlauf von $u_{\text{DM},x,\delta}(t)$ ist ...

- ... rein wechselförmig $\implies a_0 = 0$;
- ... punktsymmetrisch zum Ursprung, d.h. $\overline{u_{\text{DM},x,\delta}(t)} = -\overline{u_{\text{DM},x,\delta}(-t)} \implies a_n = 0$;
- ... halbwellensymmetrisch, d.h. $\overline{u_{\text{DM},x,\delta}(t + \frac{T}{2})} = -\overline{u_{\text{DM},x,\delta}(t)} \implies b_{2n} = 0$.

Die verbleibenden Fourier-Koeffizienten b_{2n-1} können gemäß der Vorschrift

$$b_{2n-1} = \frac{8}{T_{\text{Netz}}} \int_0^{\frac{T_{\text{Netz}}}{4}} f(t) \sin((2n-1)\omega t) dt \quad (\text{A.16})$$

berechnet werden, sodass sich mit Gleichung (A.12) der Zusammenhang

$$b_{2n-1} = \frac{8}{T_{\text{Netz}}} \int_{\frac{t_\delta}{2}}^{\frac{T_{\text{Netz}}}{4}} \hat{u}_{\text{DM},x,\delta} \left[\sin\left(\frac{2\pi}{T_{\text{Netz}}} t\right) - \sin\left(\frac{\pi}{T_{\text{Netz}}} t_\delta\right) \right] \sin\left((2n-1)\frac{2\pi}{T_{\text{Netz}}} t\right) dt \quad (\text{A.17})$$

ergibt. Für die Bewertung der Oberschwingungen ist ihre Amplitude bzw. ihr daraus zu berechnender Effektivwert von Interesse, wobei erstgenannte aus der sog. *Amplituden-Phasen-Form* der Fourier-Reihe ermittelt werden kann:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_n \cos(n\omega t - \varphi_n)] \quad (\text{A.18})$$

mit

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \text{ und } \varphi_n = \begin{cases} \arctan\left(\frac{a_n}{b_n}\right) + \frac{\pi}{2} \cdot (1 - \text{sign}(a_n)) & \text{für } a_n \neq 0 \\ \frac{\pi}{2} \cdot \text{sign}(b_n) & \text{für } a_n = 0. \end{cases}$$

Folglich lässt sich das Amplitudenspektrum von $\overline{u_{\text{DM},x,\delta}(t)}$ zu

$$\hat{u}_{\text{DM},x,\delta,n} = \sqrt{\left[\frac{8}{T_{\text{Netz}}} \int_{\frac{t_\delta}{2}}^{\frac{T_{\text{Netz}}}{2}} \hat{u}_{\text{DM},x,\delta} \left[\sin\left(\frac{2\pi}{T_{\text{Netz}}} t\right) - \sin\left(\frac{\pi}{T_{\text{Netz}}} t_\delta\right) \right] \sin\left((2n-1) \frac{2\pi}{T_{\text{Netz}}} t\right) dt \right]^2} \quad (\text{A.19})$$

mit $n = 1, 2, \dots$ bzw. aufgelöst und vereinfacht zu

$$\hat{u}_{\text{DM},x,\delta,n} = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{\hat{u}_{\text{DM},x,\delta}^2 \left[n \cos\left(\frac{\pi t_\delta}{T_{\text{Netz}}}\right) \sin\left(\frac{n\pi t_\delta}{T_{\text{Netz}}}\right) [1 - \cos(n\pi)] + \sin\left(\frac{\pi t_\delta}{T_{\text{Netz}}}\right) \cos\left(\frac{n\pi t_\delta}{T_{\text{Netz}}}\right) [\cos(n\pi) - 1] \right]^2}{n^2 (n^2 - 1)^2}} \quad (\text{A.20})$$

berechnen.

A.3 Ermittlung der äquivalenten Netzimpedanz

Die Kopplung einer Großanlage an das Mittelspannungsnetz erfolgt typischerweise mittels sog. Dyn5-Drehstromtransformatoren, deren Oberspannungsseite in Dreieckschaltung und Unterspannungsseite in Sternschaltung ausgeführt ist. Zur Ermittlung der äquivalenten Netzimpedanz wird zunächst die überspannungsseitige, d.h. netzseitige, Impedanz des Drehstromtransformators in Dreieckschaltung bestimmt:

$$Z_{\text{OS}} = u_k \frac{U_{\text{OS,verk}}^2}{S_{\text{OS}}} \quad (\text{A.21})$$

mit u_k : Kurzschlussspannung, $U_{\text{OS,verk}}$: verkettete Oberspannung und S_{OS} : überspannungsseitige Scheinleistung des Drehstromtransformators. Mit dem Verhältnis der Windungszahlen von der Primär- zur Sekundärseite γ kann die sekundärseitige Impedanz des Drehstromtransformators wie folgt berechnet werden:

$$Z_{\text{US}} = \frac{1}{\gamma^2} Z_{\text{OS}}. \quad (\text{A.22})$$

Die äquivalente Netzimpedanz für einen PV-Wechselrichter pro Phase ergibt sich aus der nach Gleichung (A.22) bestimmten Impedanz multipliziert mit der Anzahl n der an den Drehstromtransformator angeschlossenen PV-Wechselrichter (vgl. Abbildung A.1) zu

$$Z_{\text{WR},x} = n \cdot Z_{\text{US},x} = n \cdot u_k \frac{U_{\text{US},x}}{I_{\text{US},x}} = n \cdot u_k \frac{U_{\text{US},x}}{n \cdot I_{\text{WR},x}} = u_k \frac{U_{\text{US},x}}{I_{\text{WR},x}} \quad (\text{A.23})$$

unter der Voraussetzung, dass alle PV-Wechselrichter dieselbe Regelung haben und sich gleich verhalten. Für einen PV-Wechselrichter mit einer Gesamtnennleistung $S_{\text{WR}} = 15 \dots 17 \text{ kVA}$, der an einen Drehstromtransformator mit einer primärseitigen Scheinleistung $S_{\text{OS}} = 1250 \text{ kVA}$, einer sekundärseitigen Scheinleistung $S_{\text{US}} = 630 \text{ kVA}$ und einer Kurzschlussspannung $u_k = 6\%$ angeschlossen ist, ergibt sich als somit eine Netzimpedanz von

$$Z_{\text{WR},x} = 0,06 \cdot \frac{230 \text{ V}}{\frac{1}{3} \cdot \frac{15 \text{ kVA}}{230 \text{ V}}} = 0,06 \cdot \frac{230 \text{ V}}{21,74 \text{ A}} \approx 0,64 \Omega \quad (\text{A.24})$$

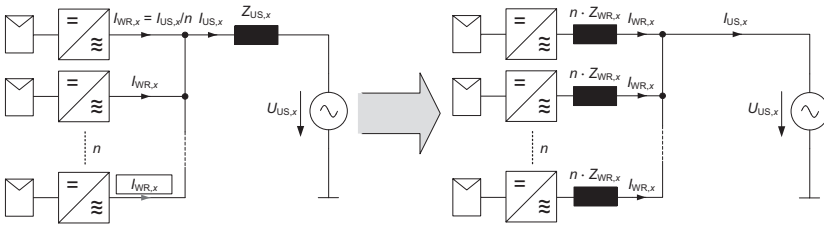


Abbildung A.1: Großanlage mit dreiphasigen PV-Wechselrichtern am Mittelspannungsnetz

bzw. eine Netzinduktivität unter der Vernachlässigung des resistiven Anteils von

$$L_{xN} = \frac{0,64 \Omega}{2\pi \cdot 50 \text{ Hz}} \approx 2000 \mu\text{H}, \quad (\text{A.25})$$

wobei die geringere Nennleistung von $S_{WR} = 15 \text{ kVA}$ zur Worst-Case-Abschätzung herangezogen werden muss.

A.4 Herleitung der Kurzzeitgrößen

Gegeben sei ein abschnittsweise linearer Kurvenverlauf mit

$$f(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq t < t_{\text{ein},k} \\ \frac{f_{\text{aus},k} - f_{\text{ein},k}}{t_{\text{aus},k} - t_{\text{ein},k}} (t - t_{\text{ein},k}) + f_{\text{ein},k} & t_{\text{ein},k} \leq t \leq t_{\text{aus},k} \\ 0 & t_{\text{aus},k} < t \leq T_S \end{cases} \quad (\text{A.26})$$

Unter Einführung des Tastgrades

$$a_k = \frac{t_{\text{aus},k} - t_{\text{ein},k}}{T_S} \quad (\text{A.27})$$

ergibt sich für Gleichung (A.26) der folgende Ausdruck:

$$f(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq t < t_{\text{ein},k} \\ \frac{f_{\text{aus},k} - f_{\text{ein},k}}{a_k T_S} (t - t_{\text{ein},k}) + f_{\text{ein},k} & t_{\text{ein},k} \leq t \leq t_{\text{aus},k} \\ 0 & t_{\text{aus},k} < t \leq T_S \end{cases} \quad (\text{A.28})$$

A.4.1 Kurzzeitmittelwert

$$\begin{aligned}
 f_{\text{avg},k} &= \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} f(t) dt \\
 &= \frac{1}{T_S} \int_{t_{\text{ein},k}}^{t_{\text{ein},k} + a_k T_S} \left(\frac{f_{\text{aus},k} - f_{\text{ein},k}}{a_k T_S} (t - t_{\text{ein},k}) + f_{\text{ein},k} \right) dt \\
 &= \frac{1}{T_S} \int_0^{a_k T_S} \left(\frac{f_{\text{aus},k} - f_{\text{ein},k}}{a_k T_S} t + f_{\text{ein},k} \right) dt \\
 &= \frac{1}{T_S} \left[\frac{f_{\text{aus},k} - f_{\text{ein},k}}{2 a_k T_S} t^2 + f_{\text{ein},k} \cdot t \right]_0^{a_k T_S} \\
 &= a_k \left(\frac{f_{\text{aus},k} - f_{\text{ein},k}}{2} + f_{\text{ein},k} \right) \\
 &= \frac{1}{2} (f_{\text{aus},k} + f_{\text{ein},k}) \cdot a_k
 \end{aligned} \tag{A.29}$$

A.4.2 Kurzzeiteffektivwert

$$\begin{aligned}
 f_{\text{rms},k} &= \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} (f(t))^2 dt} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{a_k T_S} \left(\frac{f_{\text{aus},k} - f_{\text{ein},k}}{a_k T_S} t + f_{\text{ein},k} \right)^2 dt} \quad |\Delta f_k = f_{\text{aus},k} - f_{\text{ein},k}| \\
 &= \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{a_k T_S} \left(\frac{\Delta f_k}{a_k T_S} t + f_{\text{ein},k} \right)^2 dt} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{a_k T_S} \left(\frac{\Delta f_k^2}{a_k^2 T_S^2} t^2 + \frac{2 \Delta f_k f_{\text{ein},k}}{a_k \cdot T_S} t + f_{\text{ein},k}^2 \right) dt} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{T_S} \left[\frac{\Delta f_k^2}{3 a_k^2 T_S^2} t^3 + \frac{\Delta f_k f_{\text{ein},k}}{a_k T_S} t^2 + f_{\text{ein},k}^2 t \right]_0^{a_k T_S}} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\frac{\Delta f_k^2}{3 a_k^2 T_S^2} (a_k T_S)^3 + \frac{\Delta f_k f_{\text{ein},k}}{a_k T_S} (a_k T_S)^2 + f_{\text{ein},k}^2 a_k T_S \right)} \\
 &= \sqrt{a_k \left(\frac{\Delta f_k^2}{3} + \Delta f_k f_{\text{ein},k} + f_{\text{ein},k}^2 \right)} \\
 &= \sqrt{a_k \left(\frac{(f_{\text{aus},k} - f_{\text{ein},k})^2}{3} + (f_{\text{aus},k} - f_{\text{ein},k}) f_{\text{ein},k} + f_{\text{ein},k}^2 \right)} \\
 &= \sqrt{a_k \left(f_{\text{aus},k} \cdot f_{\text{ein},k} + \frac{1}{3} (f_{\text{aus},k} - f_{\text{ein},k})^2 \right)} \tag{A.30}
 \end{aligned}$$

A.5 B6-Wechselrichterbrücke

A.5.1 Ströme und Spannungen der Halbleiter

Leitphasen

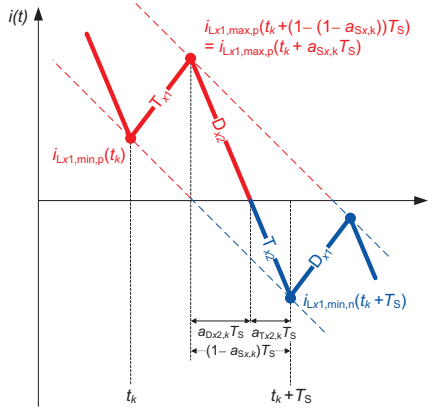


Abbildung A.2: Leitphasen von D_{x2} und T_{x2} beim Übergang vom positiven zum negativen Strombereich und negativer Aussteuerung nach [Gruber 2010]

- Diode D_{x1} :

$$a_{Dx1,k} = a_{Sx,k} \frac{-i_{Lx1,min,n}(t_k)}{i_{Lx1,max,p}(t_k + a_{Sx,k}T_S) - i_{Lx1,min,n}(t_k)} \quad (A.31)$$

- Transistor T_{x2} :

$$a_{Tx2,k} = (1 - a_{Sx,k}) \frac{-i_{Lx1,min,n}(t_k + T_S)}{i_{Lx1,max,p}(t_k + a_{Sx,k}T_S) - i_{Lx1,min,n}(t_k + T_S)} \quad (A.32)$$

- Diode D_{x2} :

$$a_{Dx2,k} = (1 - a_{Sx,k}) \frac{i_{Lx1,max,p}(t_k + (1 - a_{Sx,k})T_S)}{i_{Lx1,max,p}(t_k + a_{Sx,k}T_S) - i_{Lx1,min,n}(t_k + T_S)} \quad (A.33)$$

Ströme und Spannungen in den Schaltmomenten

- Transistor T_{x2} :

$$i_{Tx2,ein,k} = \begin{cases} -i_{Lx1,max,n}(t_k + a_{Sx,k}T_S) & \text{für } a_{Tx2,k} > 0 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (A.34)$$

$$i_{Tx2,aus,k} = \begin{cases} -i_{Lx1,min,n}(t_k + T_S) & \text{für } a_{Tx2,k} > 0 \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (A.35)$$

$$u_{Tx2,ein,k} = \begin{cases} U_{DC} & \text{für } i_{Tx2,ein,k} > 0 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (A.36)$$

$$u_{Tx2,aus,k} = \begin{cases} U_{DC} & \text{für } i_{Tx2,aus,k} > 0 \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (A.37)$$

Mittel- und Effektivwerte der Schalterströme

- Diode D_{x1} :

$$i_{Dx1,avg,k} = -\frac{1}{2} (i_{Lx1,max,n}(t_k + a_{Dx1,k}T_S) + i_{Lx1,min,n}(t_k)) \cdot a_{Dx1,k} \quad (A.38)$$

$$i_{Dx1,rms,k} = \sqrt{\frac{a_{Dx1,k} [i_{Lx1,max,n}(t_k + a_{Dx1,k}T_S) i_{Lx1,min,n}(t_k)]}{+ \frac{1}{3} (i_{Lx1,max,n}(t_k + a_{Dx1,k}T_S) - i_{Lx1,min,n}(t_k))^2}} \quad (A.39)$$

- Transistor T_{x2} :

$$i_{Tx2,avg,k} = \frac{1}{2} (i_{Lx1,max,n}(t_k + a_{Sx,k}T_S) + i_{Lx1,min,n}(t_k + T_S)) \cdot a_{Tx2,k} \quad (A.40)$$

$$i_{Tx2,rms,k} = \sqrt{\frac{a_{Tx2,k} [i_{Lx1,max,n}(t_k + a_{Sx,k}T_S) i_{Lx1,min,n}(t_k + T_S)]}{+ \frac{1}{3} (i_{Lx1,max,n}(t_k + a_{Sx,k}T_S) - i_{Lx1,min,n}(t_k + T_S))^2}} \quad (A.41)$$

- Diode D_{x2} :

$$i_{Dx2,avg,k} = \frac{1}{2} (i_{Lx1,max,p}(t_k + (1 - a_{Dx2,k})T_S) + i_{Lx1,min,p}(t_k + T_S)) \cdot a_{Dx2,k} \quad (A.42)$$

$$i_{Dx2,rms,k} = \sqrt{\frac{a_{Dx2,k} [i_{Lx1,max,p}(t_k + (1 - a_{Dx2,k})T_S) i_{Lx1,min,p}(t_k + T_S)]}{+ \frac{1}{3} (i_{Lx1,max,p}(t_k + (1 - a_{Dx2,k})T_S) - i_{Lx1,min,p}(t_k + T_S))^2}} \quad (A.43)$$

A.6 Kernmaterialien

Kernmaterial	Sättigungsflussdichte B_{sat} in T	relative Permeabilität μ_r	Steinmetzparameter α	Steinmetzparameter β	Steinmetzparameter k	Temperaturkoeffizient 0. Ordnung c_{p0}	Temperaturkoeffizient 1. Ordnung c_{p1}	Temperaturkoeffizient 2. Ordnung c_{p2}	Materialdichte ρ_K in $\frac{kg}{m^3}$	max. Betriebstemperatur $\vartheta_{K,max}$ in °C	untere Frequenz des Gültigkeitsbereichs in kHz	obere Frequenz des Gültigkeitsbereichs in kHz
CSC Megaflux 40u	1,6	40	1,15	2,33	481,3	1,00	0,00e+00	0,00e+00	6700	200	5	25
Epcos N27	0,41	2000	1,35	2,15	5,94	2,10	3,70e-03	2,58e-04	4800	100	25	100
Epcos N87	0,39	2200	1,50	3,00	1,57	9,03	1,76e-01	9,40e-04	4850	110	25	100
Epcos N92	0,44	1500	1,04	2,18	63,98	8,69	1,41e-01	6,56e-04	4850	100	25	100
Epcos N95	0,41	3000	1,38	2,72	2,77	2,48	3,24e-02	1,79e-04	4900	120	25	100
Epcos N97	0,41	2300	1,39	2,78	3,17	6,07	8,95e-02	3,92e-04	4850	120	25	100
Ferroxcube 3C90	0,38	2300	1,43	2,77	3,06	2,60	2,80E-02	1,28E-04	4800	100	25	100
Ferroxcube 3C92	0,46	1500	1,38	3,22	7,78	4,38	5,80E-02	2,58E-04	4800	100	25	100
Ferroxcube 3C93	0,43	1800	1,32	3,24	19,84	3,22	3,32E-02	1,08E-04	4800	140	25	100
Ferroxcube 3C96	0,44	2000	1,40	3,17	6,07	4,71	6,35e-02	2,80e-04	4800	100	25	100
Ferroxcube 3C97	0,41	3000	1,82	2,89	0,027	1,99	2,14e-02	1,22e-04	4800	125	100	200
Finemet FT3M	1,2	6000	1,55	2,13	0,56	1,00	0,00e+00	0,00e+00	7300	150	2	100
Metglas 2605SA1	1,5	10000	1,51	1,74	1,405	1,08	-3,54e-04	-8,75e-06	7323	150	5	100
JFE 10JNHF600	1,88	4100	1,54	1,97	3,99	0,99	1,30e-03	1,37e-05	7530	150	5	100

Tabelle A.1: Kernmaterialien-Parameter [Chang Sung 2013], [Epcos 2013], [Ferroxcube 2013], [Hitachi Metals 2013], [JFE Steel 2013]

A.7 Herleitung der Berechnungsgleichungen der AC-Wicklungsverluste

Abbildung A.3 zeigt den Schnitt durch den zugrunde gelegten Wicklungsaufbau, dessen Verluste im Folgenden unter Annahme eines sinusförmigen Stromes $i_L(t) = I_{L,AC,pk} \cdot \sin(\omega t)$ berechnet werden sollen.

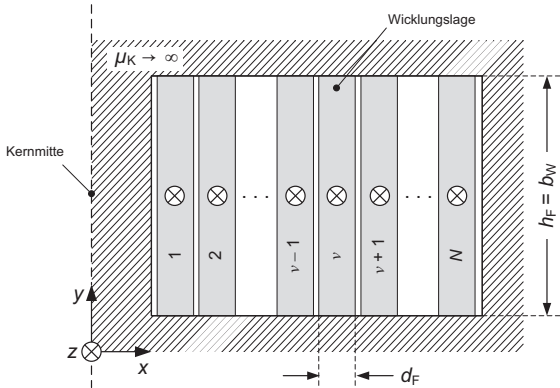


Abbildung A.3: Schnittbild des Wicklungsaufbaus zur Berechnung der Wicklungsverluste

Um eine geschlossene, eindimensionale Lösung der sich für den Aufbau ergebenden Differentialgleichungen zu erhalten, müssen einige vereinfachende Annahmen getroffen werden [Brockmeyer 1997], [Wallmeier 2000]. Dazu gehört die Annahmen, dass das Kernmaterial hochpermeabel ist ($\mu_K \rightarrow \infty$) und keine Luftspalte enthält. Unter dieser Voraussetzung wird die magnetische Feldstärke im Kernmaterial H_K gemäß dem Zusammenhang

$$H_K = \frac{\mu_{Luft}}{\mu_K} \cdot H_{Luft}, \quad (A.44)$$

welcher das Verhalten von Magnetfeldern an Grenzübergängen zwischen zwei Medien beschreibt, zu Null. Bestehen die Windungen darüber hinaus aus idealisierten, dünnen Leiterfolien, deren Breite b_F wesentlich geringer als deren Höhe h_F ist und die das gesamte Wicklungsfenster ausfüllen, so können die Randeffekte an den Wicklungsenden vernachlässigt und die magnetische Feldstärke mit nahezu Null angenommen werden. Infolgedessen verläuft der magnetische Fluss in den Wicklungszwischenräumen parallel zu den Leiteroberflächen und weist somit nur eine Komponente in y-Richtung auf. Des Weiteren wird vorausgesetzt, dass die Leiterfolien in z-Richtung unendlich lang sind, d.h. die Krümmung der Windungen vernachlässigt werden kann.

Allgemein unterteilt sich die Berechnung der Wicklungsverluste in drei Schritte:

1. Berechnung der Verteilung des Magnetfeldes im Wickelfenster;
2. Bestimmung der Stromdichteverteilung anhand der Magnetfeldverteilung;
3. Berechnung der Verlustleistung

Zur Berechnung des Magnetfeldes im Wickelfenster werden die 1. und 2. Maxwellsche Gleichung

$$\nabla \times \underline{H} = \underline{J} + \frac{\partial \underline{D}}{\partial t}, \quad (\text{A.45})$$

$$\nabla \times \underline{E} = -\frac{\partial \underline{B}}{\partial t} \quad (\text{A.46})$$

sowie die Materialgleichungen

$$\underline{B} = \mu \underline{H} = \mu_0 \mu_r \underline{H} \quad (\text{A.47})$$

$$\underline{J} = \sigma \underline{E} \quad (\text{A.48})$$

mit \underline{H} : magnetische Feldstärke, \underline{E} : elektrische Feldstärke, \underline{J} : Leitungsstromdichte, $\partial \underline{D} / \partial t$: Verschiebungsstromdichte und σ : spezifische elektrische Leitfähigkeit herangezogen. Für langsam veränderliche Felder, d.h. im quasi-stationären Fall, kann die in Gleichung (A.45) auftretende Verschiebungsstromdichte $\partial \underline{D} / \partial t$ vernachlässigt werden. Durch Einsetzen von Gleichung (A.48) in (A.45) bzw. von Gleichung (A.47) in (A.46) folgt:

$$\nabla \times \underline{H} = \sigma \underline{E} \iff \underline{E} = \frac{1}{\sigma} (\nabla \times \underline{H}) \quad (\text{A.49})$$

bzw.

$$\nabla \times \underline{E} = -\mu \frac{\partial \underline{H}}{\partial t}. \quad (\text{A.50})$$

Gleichungen (A.49) und (A.50) können schließlich zu

$$\nabla \times (\nabla \times \underline{H}) = -\mu \sigma \frac{\partial \underline{H}}{\partial t} \quad (\text{A.51})$$

kombiniert werden. Im vorliegenden Fall weist die Magnetfeldstärke – wie oben erläutert – nur eine Komponente in y-Richtung auf, welche von der x-Koordinate und der Zeit abhängig ist:

$$\underline{H} = H_y(x, t) \underline{e}_y. \quad (\text{A.52})$$

Mit (A.52) vereinfacht sich Gleichung (A.51) zu:

$$\frac{\partial^2 H_y(x, t)}{\partial x^2} = -\mu \sigma \frac{\partial H_y(x, t)}{\partial t} \quad (\text{A.53})$$

Die y-Komponente der Magnetfeldstärke $H_y(x, t)$ kann alternativ über ihre Amplitude und Frequenz zu

$$H_y(x, t) = \hat{H}_y(x) e^{j\omega t} \quad (\text{A.54})$$

definiert werden, sodass für Gleichung (A.53) folgt:

$$\frac{\partial^2 \hat{H}_y(x)}{\partial x^2} = -j\omega \mu \sigma \hat{H}_y(x) = k^2 \hat{H}_y(x) \quad (\text{A.55})$$

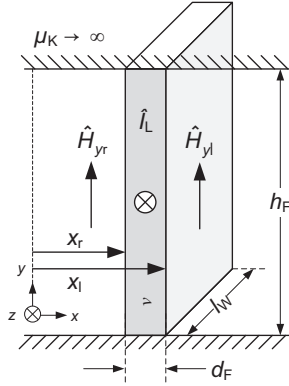


Abbildung A.4: Wicklungslage zur Bestimmung der Randbedingungen

mit

$$k = \sqrt{j\omega\mu\sigma} = \frac{\sqrt{2j}}{\delta} = \frac{1+j}{\delta}. \quad (\text{A.56})$$

Die Lösung dieser Differentialgleichung lautet allgemein:

$$\hat{H}_y(x) = H_a e^{kx} + H_b e^{-kx}. \quad (\text{A.57})$$

Die Konstanten H_a und H_b sind dabei aus den Randbedingungen zu ermitteln. Dem Ansatz von P.L. Dowell nach wird zur Bestimmung der Randbedingungen *eine Wicklungslage* betrachtet wie in Abbildung A.4 dargestellt. Entsprechend seinem Ansatz nimmt die magnetische Feldstärke an der linken und rechten Oberfläche der v -ten Wicklungslage folgende Werte an:

$$\hat{H}_y(x = x_r) = v \frac{I_{L,AC,pk}}{h_F} = \hat{H}_{yr} \quad (\text{A.58})$$

$$\hat{H}_y(x = x_l) = (v-1) \frac{I_{L,AC,pk}}{h_F} = \hat{H}_{yl}. \quad (\text{A.59})$$

Aus diesen Randbedingungen folgt mit $d_F = x_r - x_l$ für die Konstanten H_a und H_b

$$H_a = \frac{\hat{H}_{yr} e^{-kx_l} - \hat{H}_{yl} e^{-kx_r}}{2 \sinh(k d_F)} \quad (\text{A.60})$$

$$H_b = \frac{\hat{H}_{yl} e^{kx_r} - \hat{H}_{yr} e^{kx_l}}{2 \sinh(k d_F)}, \quad (\text{A.61})$$

sodass für die magnetische Feldstärke nach Gleichung (A.57)

$$\begin{aligned}\hat{H}_y(x) &= \frac{\hat{H}_{yT} \sinh(k(x-x_l)) + \hat{H}_{yI} \sinh(k(x_r-x))}{\sinh(kd_F)} \\ &= \frac{I_{L,AC,pk}}{h_F} \frac{\nu \sinh(k(x-x_l)) + (\nu-1) \sinh(k(x_r-x))}{\sinh(kd_F)}.\end{aligned}\quad (A.62)$$

geschrieben werden kann. Mithilfe der Magnetfeldverteilung ergibt sich die entsprechende Stromdichteverteilung gemäß

$$J_z(x) = -\frac{d\hat{H}_y(x)}{dx} \quad (A.63)$$

zu

$$J_z(x) = -k \cdot \frac{I_{L,AC,pk}}{h_F} \cdot \frac{\nu \cosh(k(x-x_l)) - (\nu-1) \cosh(k(x_r-x))}{\sinh(kd_F)}. \quad (A.64)$$

Die Verlustleistung einer einzelnen Wicklungslage ν wird über den *Poynting Vektor* bestimmt, welcher die eine Fläche A durchfließende komplexe Leistung angibt:

$$\underline{S}_\nu = \oint_A (\underline{E} \times \underline{H}^*) \cdot d\underline{A}. \quad (A.65)$$

Im vorliegenden Fall tragen nur die beiden Seitenflächen der Wicklungslage zu der komplexen Leistung \underline{S} bei, während das Magnetfeld an den oberen und unteren Seite Null ist (vgl. Gleichung (A.44)) und folglich keinen Beitrag leistet. Darüber hinaus sind \underline{E} und \underline{H} senkrecht zueinander, sodass sich Gleichung (A.65) zu

$$\underline{S}_\nu = l_W \cdot h_F (E_z(x_l) H_y^*(x_l) - E_z(x_r) H_y^*(x_r)) \quad (A.66)$$

vereinfacht. Hierbei kann gezeigt werden, dass $H_y^*(x_l) = H_y(x_l)$ und $H_y^*(x_r) = H_y(x_r)$ gilt. Mit den Gleichungen (A.62) und (A.64) sowie der Beziehung

$$E_z(x) = \rho_W J_z(x) \quad (A.67)$$

ergibt sich für die komplexe Leistung einer Wicklungslage:

$$\begin{aligned}\underline{S}_\nu &= k \cdot \rho_W \cdot \frac{I_{L,AC,pk}^2}{h_F} \cdot l_W \cdot \\ &\quad \left(-\frac{\nu(\nu-1) - (\nu-1)^2 \cosh(kd_F)}{\sinh(kd_F)} + \frac{\nu^2 \cosh(kd_F) - \nu(\nu-1)}{\sinh(kd_F)} \right).\end{aligned}\quad (A.68)$$

Unter Berücksichtigung von

$$\tanh\left(\frac{kd_F}{2}\right) = \frac{\cosh(kd_F) - 1}{\sinh(kd_F)} \quad (A.69)$$

kann Gleichung (A.68) umgeformt werden zu:

$$\underline{S}_\nu = k \cdot \rho_W \cdot \frac{I_{L,AC,pk}^2}{h_F} \cdot l_W \left(\coth(kd_F) + 2\nu(\nu-1) \tanh\left(\frac{kd_F}{2}\right) \right). \quad (A.70)$$

Die Summation über alle Wicklungslagen N ergibt die komplexe Leistung der gesamten Wicklung:

$$\underline{S} = \sum_{v=1}^N \underline{S}_v = k \cdot \rho_W \cdot \frac{I_{L,AC,pk}^2}{h_F} \cdot l_W \sum_{v=1}^N \left(\coth(k d_F) + 2v(v-1) \tanh\left(\frac{k d_F}{2}\right) \right). \quad (A.71)$$

Unter Anwendung der Summationsregeln

$$\sum_{v=1}^N v = \frac{N(N+1)}{2} \quad \text{und} \quad \sum_{v=1}^N v^2 = \frac{N(N+1)(2N+1)}{6} \quad (A.72)$$

lautet die komplexe Leistung der Wicklung:

$$\underline{S} = k \cdot \rho_W \cdot \frac{I_{L,AC,pk}^2}{h_F} \cdot N \cdot l_W \left(\coth(k d_F) + \frac{2}{3} (N^2 - 1) \tanh\left(\frac{k d_F}{2}\right) \right). \quad (A.73)$$

Die mittlere, in den Wicklungen umgesetzte Verlustleistung entspricht der Hälfte des Realteils der komplexen Leistung:

$$\begin{aligned} P_{W,AC} &= \frac{1}{2} \Re \{ \underline{S} \} \\ &= \frac{I_{L,AC,pk}^2}{2} \frac{\rho_W \cdot N \cdot l_W}{h_F} \frac{1}{\delta} \cdot \\ &\quad \left[\frac{\sinh\left(2\frac{d_F}{\delta}\right) + \sin\left(2\frac{d_F}{\delta}\right)}{\cosh\left(2\frac{d_F}{\delta}\right) - \cos\left(2\frac{d_F}{\delta}\right)} + \frac{2}{3} (N^2 - 1) \frac{\sinh\left(\frac{d_F}{\delta}\right) - \sin\left(\frac{d_F}{\delta}\right)}{\cosh\left(\frac{d_F}{\delta}\right) + \cos\left(\frac{d_F}{\delta}\right)} \right]. \quad (A.74) \end{aligned}$$

Schließlich kann mit $I_{L,AC,pk} = \sqrt{2} \cdot I_{L,AC,rms}$ und dem Wicklungswiderstand $R_{W,DC} = \frac{\rho_W \cdot N \cdot l_W}{h_F \cdot d_F}$ für Gleichung (A.74)

$$\begin{aligned} P_{W,AC} &= I_{L,AC,rms}^2 \cdot R_{W,DC} \cdot \frac{d_F}{\delta} \cdot \\ &\quad \left[\frac{\sinh\left(2\frac{d_F}{\delta}\right) + \sin\left(2\frac{d_F}{\delta}\right)}{\cosh\left(2\frac{d_F}{\delta}\right) - \cos\left(2\frac{d_F}{\delta}\right)} + \frac{2}{3} (N^2 - 1) \frac{\sinh\left(\frac{d_F}{\delta}\right) - \sin\left(\frac{d_F}{\delta}\right)}{\cosh\left(\frac{d_F}{\delta}\right) + \cos\left(\frac{d_F}{\delta}\right)} \right] \quad (A.75) \end{aligned}$$

geschrieben werden.

A.8 Arbeitspunkte der Wechselrichterstufe

Eingangs- spannung U_e in V	Ausgangs- spannung U_a in V	Ausgangs- scheinleistung S_a in VA	Phasenverschie- bungswinkel φ_a in rad	Netzfrequenz f_{Netz} in Hz
800	230	850	0	50
800	230	1700	0	50
800	230	3400	0	50
800	230	5100	0	50
800	230	8500	0	50
800	230	12750	0	50
800	230	17000	0	50
800	230	17000	+0,6747	50
800	230	17000	−0,6747	50

Tabelle A.2: Arbeitspunkte der Wechselrichterstufe

A.9 Konfigurationen der B6- und BSNPC-Topologien

Nr.	Nenn- induktivität L_{x1} in μH	Nenn- induktivität L_{x2} in μH	Nenn- kapazität C_{x1} in μF	Nenn- kapazität C_{x2} in μF	Schalt- frequenz f_s in Hz	Modulation
1	1300	10	15,0	4,24	16000	SVM
2	1400	10	15,0	4,24	16000	SVM
3	1500	10	12,5	4,24	16000	SVM
4	1500	10	15,0	4,24	16000	SVM
5	1600	10	12,5	4,24	16000	SVM
6	1600	10	15,0	4,24	16000	SVM
7	1700	10	12,5	4,24	16000	SVM
8	1700	10	15,0	4,24	16000	SVM
9	1800	10	12,5	4,24	16000	SVM
10	1800	10	15,0	4,24	16000	SVM
11	1900	10	12,5	4,24	16000	SVM
12	1900	10	15,0	4,24	16000	SVM
13	2000	10	12,5	4,24	16000	SVM
14	2000	10	15,0	4,24	16000	SVM
15	2100	10	12,5	4,24	16000	SVM
16	2100	10	15,0	4,24	16000	SVM

Tabelle A.3: Konfigurationen der B6-Topologie

Nr.	Nenn-induktivität L_{x1} in μH	Nenn-induktivität L_{x2} in μH	Nenn-kapazität C_{x1} in μF	Nenn-kapazität C_{x2} in μF	Schalt-frequenz f_s in Hz	Modulation
1	700	10	5,0	4,24	16000	SVM
2	800	10	5,0	4,24	16000	SVM
3	800	10	7,5	4,24	16000	SVM
4	800	10	10,0	4,24	16000	SVM
5	900	10	5,0	4,24	16000	SVM
6	900	10	7,5	4,24	16000	SVM
7	900	10	10,0	4,24	16000	SVM
8	900	10	12,5	4,24	16000	SVM
9	1000	10	5,0	4,24	16000	SVM
10	1000	10	7,5	4,24	16000	SVM
11	1000	10	10,0	4,24	16000	SVM
12	1000	10	12,5	4,24	16000	SVM
13	1100	10	7,5	4,24	16000	SVM
14	1100	10	10,0	4,24	16000	SVM
15	1100	10	12,5	4,24	16000	SVM
16	1200	10	5,0	4,24	16000	SVM
17	1200	10	7,5	4,24	16000	SVM
18	1200	10	10,0	4,24	16000	SVM

Tabelle A.4: Konfigurationen der BSNPC-Topologie

A.10 Designdetails AC-Filterdrossel

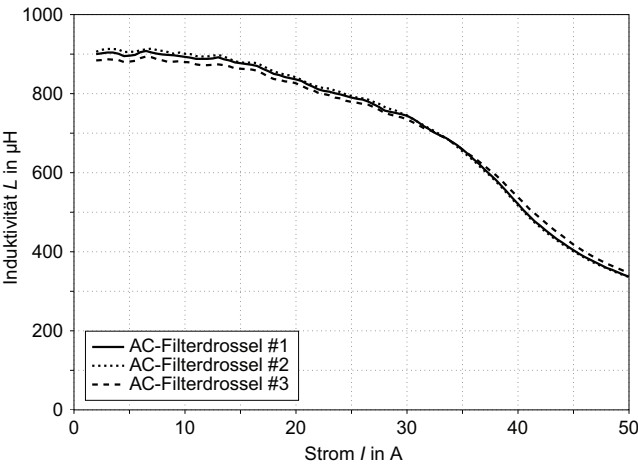


Abbildung A.5: Induktivitätsverlauf der AC-Filterdrosseln L_{x1} in Abhängigkeit des Stromes

Parameter	Wert
Nenninduktivität L	900 μH
Nennstrom I_{rms}	$\approx 24,7 \text{ A}$
Kernabmessungen $a \times c \times f$	$50 \times 30 \times 15 \text{ mm}$
Kernmaterial	hochsiliziertes Eisenblech (10JNHF600)
Luftspaltlänge $\sum l_{\text{g}}$	2,2 mm
Windungsanzahl N	2×29
Wicklungsmaterial	Kupfer
Wicklungsart	Bandwicklung
Höhe der Bandwicklung h_{W}	40 mm
Dicke der Bandwicklung d_{W}	0,2 mm
Gesamtmasse m_{ges}	$\approx 1220 \text{ g}$

Tabelle A.5: Designdetails der AC-Filterdrossel L_{x1}

A.11 Leitungswiderstände des Messaufbaus

Formelzeichen	Bezeichnung	Wert
R_{DC}	Leitung, gleichspannungsseitig	$27,2 \text{ m}\Omega \pm 0,0436 \text{ m}\Omega$
$R_{\text{a},1}$	Leitung, wechselfspannungsseitig, 1. Phase	$16,4 \text{ m}\Omega \pm 0,0112 \text{ m}\Omega$
$R_{\text{a},2}$	Leitung, wechselfspannungsseitig, 2. Phase	$13,8 \text{ m}\Omega \pm 0,0099 \text{ m}\Omega$
$R_{\text{a},3}$	Leitung, wechselfspannungsseitig, 3. Phase	$13,3 \text{ m}\Omega \pm 0,00965 \text{ m}\Omega$

Tabelle A.6: Leitungswiderstände des Messaufbaus bei 20°C Raumtemperatur

A.12 Wertvorgaben der Objektvariablen

Nr.	Objektvariable <i>a</i> in mm		Objektvariable <i>c</i> in mm		Objektvariable <i>f</i> in mm			
	lineare Schrittweite	logarithmische Schrittweite	lineare Schrittweite	logarithmische Schrittweite	lineare Schrittweite	logarithmische Schrittweite		
1	40	40	10	10	10	10		
2	45	43,2	20	15	20	15,9		
3	50	46,6	30	22,4	30	25,2		
4	55	50,3	40	33,5	40	40		
5	60	54,3	50	50				
6	65	58,6						
7	70	63,2						
8	75	68,3						
9	80	73,7						
10	85	79,5						
11	90	85,8						
12	95	92,6						
13	100	100						

Tabelle A.7: Wertvorgaben der Kernabmessungen *a*, *c* und *f* für die diskreten Drosseldesigns

A.13 Messunsicherheit des Kalorimeters

Die Messunsicherheit der mithilfe des Kalorimeters gemessenen Verlustleistung ergibt sich nach dem Gesetz der Fehlerfortpflanzung mit

$$\Delta f = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 (\Delta x_i)^2} \quad (\text{A.76})$$

zu:

$$\begin{aligned} \Delta P_{V,DUT} = & \left\{ \left(\frac{P_{V,DUT,K} + P_{V,Lüfter,K}}{\vartheta_{a,K} - \vartheta_{i,K}} \right)^2 (\Delta \vartheta_{a,M})^2 \right. \\ & + \left(\frac{P_{V,DUT,K} + P_{V,Lüfter,K}}{\vartheta_{a,K} - \vartheta_{i,K}} \right)^2 (\Delta \vartheta_{i,M})^2 \\ & + \left(\frac{2 \cdot (\vartheta_{a,M} - \vartheta_{i,M}) (P_{V,DUT,K} + P_{V,Lüfter,K})}{(\vartheta_{a,K} - \vartheta_{i,K})^3} \right)^2 (\Delta \vartheta_{a,K})^2 \\ & + \left(\frac{2 \cdot (\vartheta_{a,M} - \vartheta_{i,M}) (P_{V,DUT,K} + P_{V,Lüfter,K})}{(\vartheta_{i,K} - \vartheta_{a,K})^3} \right)^2 (\Delta \vartheta_{i,K})^2 \\ & + \left(\frac{\vartheta_{a,M} - \vartheta_{i,M}}{\vartheta_{a,K} - \vartheta_{i,K}} \right)^2 (\Delta P_{V,DUT,K})^2 \\ & + \left(\frac{\vartheta_{a,M} - \vartheta_{i,M}}{\vartheta_{a,K} - \vartheta_{i,K}} \right)^2 (\Delta P_{V,Lüfter,K})^2 \\ & \left. + (\Delta P_{V,Lüfter,M})^2 \right\}^{\frac{1}{2}}. \quad (\text{A.77}) \end{aligned}$$

A.13.1 Messunsicherheit der Temperaturmessung

In die Messunsicherheit der Temperaturmessung $\Delta \vartheta$ fließt hierbei neben der Abweichung der Temperatursensoren zur Normkennlinie $\Delta \vartheta_S$ auch die Unsicherheit der Messwerterfassung $\Delta \vartheta_{ME}$ sowie die Abweichung der Anschlussleitungen $\Delta \vartheta_{Ltg}$ ein [Jumo 2003]:

$$\Delta \vartheta = \Delta \vartheta_S + \Delta \vartheta_{ME} + \Delta \vartheta_{Ltg} \quad (\text{A.79})$$

Abweichung des Widerstandsthermometers zur Normkennlinie der DIN EN 60 751

Die Grenzabweichung eines PT100-Widerstandes für die Toleranzklasse DIN B beträgt

$$\Delta \vartheta_S = \pm |0,3 \text{ K} + 0,005 \cdot \vartheta|. \quad (\text{A.80})$$

Messunsicherheit der Messwerterfassung

Die Messgenauigkeit des Datenloggers *Agilent 34970A* ist in dessen Datenblatt (vgl. [Agilent Technologies 2010]) mit

$$\Delta \vartheta_{ME} = \pm 0,06^\circ\text{C} \quad (\text{A.81})$$

angegeben.

Messunsicherheit der Anschlussleitungen

Die Widerstände der Anschlussleitungen schwanken fertigungsabhängig, was zu weiteren Unsicherheiten führt. Die Schwankung liegt bei 5% des Schleifenwiderstandes, sodass sich für eine Anschlussleitung mit einem Querschnitt von $0,2 \text{ mm}^2$ und einem Schleifenwiderstand von $162 \text{ m}\Omega$ pro Meter eine Schwankung von ca. $8 \text{ m}\Omega/\text{m}$ ergibt. Mit diesem Wert und der Empfindlichkeit des Sensors für kleine Änderungen $\Delta\vartheta_{\text{M}}$ um den Messpunkt

$$C_S = \frac{\vartheta_{\text{M}} - (\vartheta_{\text{M}} + \Delta\vartheta_{\text{M}})}{R(\vartheta_{\text{M}}) - R(\vartheta_{\text{M}} + \Delta\vartheta_{\text{M}})}, \quad (\text{A.82})$$

wobei $R(\vartheta)$ mit

$$R(\vartheta) = 100 \Omega \cdot [1 + 3,9083 \cdot 10^{-3} \cdot \vartheta - 5,77 \cdot 10^{-7} \cdot \vartheta^2] \quad (\text{A.83})$$

den Widerstandswert des PT100-Sensors kennzeichnet, folgt für die Messgenauigkeit der Anschlussleitungen:

$$\Delta\vartheta_{\text{Ltg}} = 0,008 \frac{\Omega}{\text{m}} \cdot l_{\text{Ltg}} \cdot C_S. \quad (\text{A.84})$$

A.13.2 Messunsicherheit der Leistungsmessung

Die Wirkleistung des Lüfters bzw. des Kalibrierungswiderstands wird mithilfe des Leistungsmessgeräts *ZES LMG500* [ZES 2009] gemessen, wobei sich die Messabweichung aus der Unsicherheit für den abgelesenen Wert und den Messbereichsendwert zusammensetzt (vgl. Tabelle A.8). Letztgenannter ergibt sich aus der Multiplikation des Spannungs- und Strommessbereichs, die dem Datenblatt des Messgerätes entnommen werden können.

Frequenz	Messgröße	Unsicherheit Messgröße
		\pm (abgelesener Wert + Messbereichsendwert)
DC	Leistung	$\pm(0,032\% + 0,06\%)$

Tabelle A.8: Messunsicherheit des Leistungsmessgerätes *ZES LMG500* [ZES 2009]

Literaturverzeichnis

- [**Agilent Technologies 2010**] Agilent Technologies Inc.: "Agilent 34970A/ 34972A Data Acquisition/ Switch Unit – User's Guide", 2. Auflage, 2010.
- [**Ahmed et al. 2007**] Ahmed, Khaled H.; Finney, Stephen J.; Williams, Barry W.: "Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation", *Journal of Electrical Power Quality and Utilisation*, Vol. XIII, No. 2, S. 49 – 58, 2007.
- [**Araújo et al. 2007**] Araújo, Samuel V.; Engler, Alfred; Sahan, Benjamin; Antunes, Fernando: "LCL Filter Design for Grid-Connected NPC Inverters in Offshore Wind Turbines", In: *Proceedings of International Conference on Power Electronics (ICPE)*, Daegu, Korea, 22. – 26. Oktober 2007, S. 1133 – 1138.
- [**Bäck 1996**] Bäck, Thomas: "Evolutionary Algorithms in Theory and Practice", Oxford University Press, 1996.
- [**Bäck et al. 1997**] Bäck, Thomas; Fogel, David B.; Michalewicz, Zbigniew: "Handbook of Evolutionary Computation", Institute of Physics Publishing and Oxford University Press, 1997.
- [**Blaabjerg et al. 2002**] Blaabjerg, Frede; Pedersen, John K.; Ritchie, Ewen; Hansen, Peter: "Calorimetric Measuring Systems for Characterizing High Frequency Power Losses in Power Electronic Components and Systems", In: *Record of Industry Applications Conference (IAS)*, Pittsburgh, PA, USA, 13. – 18. Oktober 2002, S. 1368 – 1376.
- [**BMU 2013**] Bundesministerium für Umwelt, Naturschutz und Reaktorsicherheit (BMU): „Erneuerbare Energien 2012 – Daten des Bundesministeriums für Umwelt, Naturschutz und Reaktorsicherheit zur Entwicklung der erneuerbaren Energien in Deutschland im Jahr 2012 auf der Grundlage der Angaben der Arbeitsgruppe Erneuerbare Energien-Statistik (AGEE-Stat)", *Internetadresse*: http://www.erneuerbare-energien.de/fileadmin/Daten_EE/Bilder_Startseite/Bilder_Datenservice/PDFs__XLS/hintergrundpapier_ee_2012.pdf, (*zuletzt überprüft am: 15.07.2013*).
- [**Boll 1990**] Boll, Richard: „Weichmagnetische Werkstoffe – Einführung in den Magnetismus, VAC-Werkstoffe und ihre Anwendungen", Siemens Aktiengesellschaft, 1990.
- [**Brockmeyer 1997**] Brockmeyer, Ansgar: „Dimensionierungswerkzeug für magnetische Bauelemente in Stromrichteranwendungen", Dissertation, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, 1997.
- [**Brückner et al. 2005**] Brückner, Thomas; Bernet, Steffen; Güldner, Henry: "The Active NPC Converter and Its Loss-Balancing Control", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 52, No. 3, S. 855 – 868, Juni 2005.

- [Bülo 2011] Bülo, Thorsten: „Methode zur Evaluation leistungselektronischer Schaltungstopologien für die Anwendung in dezentralen Netzeinspeisern kleiner Leistung“, Dissertation, Universität Kassel, 2011.
- [Cao et al. 2006] Cao, Wenping; Bradley, Keith J.; French, Ian; Zhang, Jianyong; Zhang, H.: „A Review of Calorimetric Application for Accurate Power Loss Measurement“, In: *Proceedings of Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, Newcastle upon Tyne, GB, 06. – 08. September 2006, Vol. 2, S. 550 – 554.
- [Chang Sung 2013] Chang Sung Corp.: „Magnetic Powder Cores“, Datenblatt, *Internetadresse*: http://changsung.com/_eng/download/mgnetic_powder_cores.pdf, (zuletzt überprüft am: 14.08.2013).
- [Chauvin Arnoux 2004] Chauvin Arnoux Group: „C.A 6250 – Mirco-Ohmmeter 10 A“, Benutzerhandbuch, 2004, *Internetadresse*: http://www.chauvin-arnoux.at/download/ca6250/ba_ca6250.pdf, (zuletzt überprüft am: 26.02.2013).
- [Christen et al. 2010] Christen, Daniel; Badstuebner, Uwe; Biela, Jürgen; Kolar, Johann W.: „Calorimetric Power Loss Measurement for Highly Efficient Converters“, In: *Proceedings of International Power Electronics Conference (IPEC)*, Sapporo, JP, 21. – 24. Juni 2010, S. 1438 – 1445.
- [Ciappa 2008] Ciappa, Mauro: „Lifetime Modeling and Prediction of Power Devices“, In: *Proceedings of International Conference of Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*, Nürnberg, DE, 11. – 13. März 2008, S. 1 – 9.
- [Cullity und Graham 2009] Cullity, Bernard; Graham, Chad: „Introduction to Magnetic Materials“, 2. Auflage, John Wiley & Sons, 2009.
- [Della Torre 1999] Della Torre, Edward: „Magnetic Hysteresis“, IEEE Press, 1999.
- [Dietrich 1961] Dietrich, Werner: „Berechnung der Wirkverluste von Transformatorenwicklungen unter Berücksichtigung des tatsächlichen Streufeldverlaufes“, In: *Archiv für Elektrotechnik*, Volume 46, Issue 4, 1961, S. 209 – 222.
- [DIN EN 61000-3-11] Deutsches Institut für Normung e.V. (DIN): „Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 3-11: Grenzwerte - Begrenzung von Spannungsänderungen, Spannungsschwankungen und Flicker in öffentlichen Niederspannungs-Versorgungsnetzen - Geräte und Einrichtungen mit einem Bemessungsstrom ≤ 75 A, die einer Sonderanschlussbedingung unterliegen“, VDE Verlag GmbH, Ausgabe April 2001.
- [DIN EN 61000-3-12] Deutsches Institut für Normung e.V. (DIN): „Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 3-12: Grenzwerte – Grenzwerte für Oberschwingungsströme, verursacht von Geräten und Einrichtungen mit einem Eingangsstrom > 16 A und ≤ 75 A je Leiter, die zum Anschluss an öffentliche Niederspannungsnetze vorgesehen sind“, VDE Verlag GmbH, Ausgabe September 2005.
- [DIN EN 61000-6-3] Deutsches Institut für Normung e.V. (DIN): „Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 6-3: Fachgrundnormen – Störaussendung für Wohnbereich, Geschäfts- und Gewerbebereiche sowie Kleinbetriebe, VDE Verlag GmbH, Ausgabe September 2007.
- [Dowell 1966] Dowell, P.L.: „Effects of Eddy Currents in Transformer Windings“, In: *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, Vol. 113, No. 8, S. 1387 – 1394, August 1966.

- [**Drechsler 2000**] Drechsler, Eberhard: "Calculation and Optimization of Switch Mode Magnetics", In: *Proceedings of Telecommunications Energy Special Conference (TELESCON)*, Dresden, DE, 7. – 10. Mai 2000, S. 301 – 305.
- [**ed-k 2012**] electronics development (ed-k): „Power Choke Tester DPG10-Serie“, Datenblatt, 2012, *Internetadresse*: http://www.ed-k.de/media/Dokumente/Induktivitaetsmessgeraet_DPG10-Serie_Datenblatt_1206.pdf, (*zuletzt überprüft am*: 17.03.2013).
- [**Epcos 2013**] Epcos AG: N27/ N87/ N92/ N95/ N97, Datenblätter, *Internetadresse*: <http://www.epcos.de/web/generator/Web/Sections/ProductCatalog/Ferrites/Materials/Page,locale=nn.html#1144968>, (*zuletzt überprüft am*: 14.08.2013).
- [**Escribano et al. 2002**] Escribano, L.M.; Zumel; Prieto, R.; Oliver, J. A.; Cobos, J. A.: "A Very Simple Analytical Approach of Thermal Modeling for Magnetic Components", In: *Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Austin, TX, USA, 6. – 10. März 2005, S. 1944 – 1950.
- [**Falk et al. 2009**] Falk, Andreas, DeBrabandere, Karel; Greizer, Frank; Victor, Matthias; Westphal, Torben; Wolf, Henrik; Bülo, Thorsten: „Dreiphasiger Wechselrichter ohne Verbindung zwischen dem Neutralleiter des Netzes und dem Mittelpunkt des Zwischenkreises“, Schutzrecht EP 2107672 A1, *Anmelder*: SMA Solar Technology AG, *veröffentlicht*: 07.10.2009.
- [**FEMM 2012**] Meeker, David: "Finite Element Method Magnetics", FEM-Software, Version 4.2, April 2012.
- [**Ferroxcube 2013**] Ferroxcube International Holding B.V.: 3C90/ 3C92/ 3C93/ 3C96/ 3C97, Datenblätter, *Internetadresse*: <http://www.ferroxcube.com/>, (*zuletzt überprüft am*: 14.08.2013).
- [**Friedrichs 2008**] Friedrichs, Peter: "Silicon Carbide Power Semiconductors – New Opportunities for high Efficiency", In: *Proceedings of IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, Singapur, SG, 3. – 5. Juni 2008, S. 1770 - 1774.
- [**Gabath 2008**] Gabath, Christoph Walter: „Gewinnngarant Einkauf – Nachhaltige Kostensenkung ohne Personalabbau“, Gabler, 2008.
- [**Guenin 2003**] Guenin, Bruce: „The 45° Heat Spreading Angle – An Urban Legend?“, In: *Electronics Cooling*, November 2003.
- [**Gerdes et al. 2004**] Gerdes, Ingrid; Klawon, Frank; Kruse, Rudolf: „Evolutionäre Algorithmen“, Vieweg+Teubner, 2004.
- [**Gruber 2010**] Gruber, Artjom: „Mathematisches Werkzeug zur Wechselrichterverlustberechnung“, Diplomarbeit I, Universität Kassel, 2010.
- [**Gruber 2011**] Gruber, Artjom: „Entwicklung, Aufbau und Charakterisierung eines Serienresonanzwandlers mit vorgeschaltetem Hochsetzsteller mit SiC-Halbleiterschaltern“, Diplomarbeit II, Universität Kassel, 2011.
- [**Hilt et al. 2011**] Hilt, Oliver; Bahat-Treidel, Bahat; Zhytnytska, Rimma; Kotara, Przemyslaw; Würfl, Joachim: „Bauteile aus GaN – Sicht auf die Halbleitertechnologie“, In: *Tagungsband zu Bauelemente der Leistungselektronik und ihre Anwendungen – 6. ETG-Fachtagung*, Bad Nauheim, DE, 13. – 14. April 2011.

- [Hinze 2011] Hinze, Juliane: „Lebensdauerabschätzung für Leistungshalbleiter für Solar-Wechselrichter“, Diplomarbeit I, Universität Kassel, 2011.
- [Hitachi Metals 2013] Hitachi Metals Ltd.: Metglas AMCC Series Cut Core – Finemet F3CC Series Cut Core“, Datenblatt, *Internetadresse*: <http://www.hitachi-metals.co.jp/e/products/elec/tel/pdf/hl-fm27-c.pdf>, (zuletzt überprüft am: 14.08.2013).
- [Hoene 2001] Hoene, Eckart: „Methoden zur Vorhersage, Charakterisierung und Filterung elektromagnetischer Störungen von spannungsgespeisten Pulswechselrichtern“, Dissertation, Technische Universität Berlin, 2001.
- [Huhse 2002] Huhse, Jutta: „Selbstorganisierende Evolutionsstrategien“, Dissertation, Eberhard Karls Universität Tübingen, 2002.
- [IEC 61683:1999] International Electrotechnical Commission (IEC): „Photovoltaic systems – Power conditioners – Procedure for measuring efficiency“, Ausgabe 1999.
- [Infineon 2011] Infineon Technologies AG (Hrsg.): „IGBT Modules – Technologies, Driver and Application“, 2011.
- [JFE Steel 2003] JFE Steel Corp.: „NKK’s State-of-the-art Flat-rolled Products Developed in the Last Decade“, NKK Technical Review, No. 88, 2003, S. 46 – 57.
- [JFE Steel 2013] JFE Steel Corp.: „JFE Super Core – Elektroblech für Anwendung im Hochfrequenzbereich“, Datenblatt, *Internetadresse*: <http://www.jfe-steel.co.jp/en/products/electrical/catalog/f1g-001.pdf>, (zuletzt überprüft am: 14.08.2013).
- [Jordan 1924] Jordan, H.: „Die ferromagnetischen Konstanten für schwache Wechselfelder“, In: *Elektrische Nachrichtentechnik*, 1924, Vol. 1, S. 8.
- [Jumo 2003] Jumo GmbH & Co. KG (Hrsg.): „Messunsicherheit einer Temperaturkette“, Technisches Merkblatt, 2003, *Internetadresse*: [http://www.jumo.de/web/Jumo_hu.nsf/vw_icons/FAS625de/\\$file/FAS625de.pdf?Open](http://www.jumo.de/web/Jumo_hu.nsf/vw_icons/FAS625de/$file/FAS625de.pdf?Open), (zuletzt überprüft am: 24.03.2013).
- [Kazimierczuk 2009] Kazimierczuk, Marian K.: „High-Frequency Magnetic Components“, John Wiley & Sons, 2009.
- [Kleineberg 1994] Kleineberg, Thomas: „Modellierung nichtlinearer induktiver Bauelemente der Leistungselektronik“, Dissertation Technische Universität Chemnitz, 1994.
- [Kolar et al. 2009] Kolar, Johann W.; Biela, J.; Miniböck, J.: „Exploring the Pareto Front of Multi-Objective Single-Phase PFC Rectifier Design Optimization – 99.2% Efficiency vs. 7 kW/dm³ Power Density“, In: *Proceedings of the 2009 IEEE International Power Electronics and Motion Conference (IPEMC)*, Wuhan, CN, 17. – 20. Mai 2009, S. 1 – 21.
- [Komma 2005] Komma, Thomas: „Allein gültiger Entwurfsalgorithmus für magnetische Komponenten in Schaltnetzteilen mit unterschiedlichen Topologien und Schaltfrequenzen bis 2 MHz“, Dissertation, Technische Universität Dresden, 2005.
- [Krings und Soulard 2010] Krings, Andreas; Soulard, Juliette: „Overview and Comparison of Iron Loss Models for Electrical Machines“, *Journal of Electrical Engineering*, Vol. 10, No. 3, S. 162 –169, März 2010.
- [Kupferpreis-Info 2012] kupferpreis.info: „Wie stark kann Kupfer noch fallen?“, *Internetadresse*: <http://www.kupferpreis.info/kupfernews/kupferpreis-fallt-auf-jahrestiefstand>, (zuletzt überprüft am: 15.06.2012).

- [**Lai et al. 2008**] Lai, Rixin; Wang, Fei; Burgos, Roland; Pei, Yunqing; Boroyevich, Dushan; Wangm Bingsen; Lipo, Thomas A.; Immanuel, Vikram; Karimi, Kamiar: "A Systematic Topology Evaluation Methodology for High-Density Three-Phase PWM AC-AC Converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, No. 6, S. 2665 – 2680, November 2008.
- [**Larouci et al. 2010**] Larouci, Cherif; Boukhnifer, Moussa; Chaibet, Ahmed: "Design of Power Converters by Optimization under multiphysic Constraints: Application to a Two-Time-Scale AC/DC-DC Converter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, No. 11, S. 3746 – 3753, November 2010.
- [**Levine 1996**] Levine, William S. (Hrsg.): "The Control Handbook", Volume 1, CRC Press, 1996.
- [**Li et al. 2001**] Li, Jieli; Abdallah, Tarek; Sullivan, Charles: "Improved Calculation of Core Loss with Nonsinusoidal Waveforms", In: *Records of Industry Applications Annual Meeting (IAS)*, Chicago, IL, USA, 30. September – 4. Oktober 2001, Vol. 4, S. 2203 – 2210.
- [**Lindemann 2011**] Lindemann, Andreas: „Entwicklungstendenzen beim Einsatz von Bauelementen aus Silizium-Karbid und Gallium-Nitrid in der Leistungselektronik", In: *Tagungsband zu Bauelemente der Leistungselektronik und ihre Anwendungen – 6. ETG-Fachtagung*, Bad Nauheim, DE, 13. – 14. April 2011.
- [**Liserre et al. 2005**] Liserre, Marco; Blaabjerg, Frede; Hansen, Stefan: "Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41. No. 5, S. 1281 – 1291, September/ Oktober 2005.
- [**Lutz 2006**] Lutz, Josef: „Halbleiter-Leistungsbaulemente – Physik, Eigenschaften, Zuverlässigkeit", Springer, 2006.
- [**Mallwitz et al. 2012**] Mallwitz, Regine; Althof, Carsten; Buchhold, Stefan; Kiel, Edwin: "First 99% PV Inverter with SiC JFETs on the Market – Future Role of SiC", In: *Proceedings on Power Conversion Intelligent Motion (PCIM)*, Nürnberg, DE, 8. – 10. Mai 2012, S. 444 – 451.
- [**Masana 1996**] Masana, Francesc N: "A Closed Form Solution of Junction to Substrate: Thermal Resistance in Semiconductor Chips", *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, Vol. 19, No. 4, S. 539 – 545, Dezember 1996.
- [**Mattern 1996**] Mattern, Friedemann: „Modellbildung und Simulation", In: Reinhard Wilhelm (Hrsg.): „Informatik – Grundlagen, Anwendungen, Perspektiven", C.H. Beck, 1996, S. 56 – 64.
- [**McLyman 2004**] McLyman, Colonel W.T.: "Transformer and Inductor Design Handbook", 3. Auflage, Dekker, 2004.
- [**Melkonyan 2007**] Melkonyan, Ashot: "High Efficiency Power Supply Using New SiC Devices", Dissertation, Universität Kassel, 2007.
- [**Michalowsky und Schneider 2006**] Michalowsky, Lothar; Schneider, Jürgen: „Magnettechnik – Grundlagen, Werkstoffe, Anwendungen", 3. Auflage, Vulkan, 2006.
- [**Mohan et al. 2007**] Mohan, Ned; Undeland, Tore; Robbins, William: "Power Electronics – Converters, Applications and Design", 3. Auflage, Wiley, 2007.

- [Mühlethaler et al. 2011] Mühlethaler, Jonas; Biela, Jürgen; Kolar, Johann W.; Ecklebe, Andreas: "Improved Core Loss Calculation for Magnetic Components Employed in Power Electronic Systems", In: *Proceedings of Applied Power Electronics Conference (APEC)*, Fort Worth, TX, USA, 6. – 11. März 2011, S. 1729 – 1736.
- [Nagel 1999] Nagel, Andreas: „Leistungsgebundene Störungen in der Leistungselektronik“, Dissertation, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, 1999.
- [Neuburger 2006] Neuburger, Martin: „Entwurf und Technologie von GaN-Heterostruktur FETs für hohe Leistung“, Dissertation, Universität Ulm, 2006.
- [Oliver 2002] Oliver, Christopher: "A New Core Loss Model", *Switching Power Magazine*, Vol. 3, No. 2, 2002.
- [Petermann 2012] Petermann, Klaus: „Hochfrequenztechnik I“, Vorlesungsskript, Technische Universität Berlin, *Internetadresse*: http://www.hft.tu-berlin.de/fileadmin/fg154/HFT/Skript/HFTI/Skript_HFT1_2012.pdf, (zuletzt überprüft am: 11.03.2013).
- [Philppen 2004] Philppen, Frank: „Einsatz schneller Halbleiterschalter in Wechselrichtern für die Photovoltaik“, Dissertation, Universität Kassel, 2004.
- [Photovoltaik 2011] Photovoltaik: „Italien überholt Deutschland als weltweit größter Photovoltaik-Markt“, *Internetadresse*: http://www.photovoltaik.eu/nachrichten/details/beitrag/italien-berholt-deutschland-als-weltweit-grter-photovoltaik-markt_100006655, (zuletzt überprüft am: 15.06.2012).
- [Pohlheim 1996] Pohlheim, Hartmut: „Evolutionäre Algorithmen – Verfahren, Operatoren und Hinweise für die Praxis“, Springer-Verlag, 1999.
- [Reese und Fuchs 2012] Reese, Jan; Fuchs, Friedrich W.: "Influence of the Grid Impedance on the Operating Range of n Parallel Connected Inverters", In: *Proceedings on Power Conversion Intelligent Motion (PCIM)*, Nürnberg, DE, 8. – 10. Mai 2012, S. 1443 – 1450.
- [Reinold 1995] Reinold, Harry: „Optimierung dreiphasiger Pulsdauermodulationsverfahren“, Dissertation, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, 1995.
- [Reisch 2007] Reisch, Michael: „Halbleiter-Bauelemente“, 2. Auflage, Springer, 2007.
- [Ridley und Nace 2002] Ridley, Ray; Nace, Art: "Modeling Ferrite Core Losses", *Switching Power Magazine*, Vol. 1, No.1, 2002.
- [Rigbers et al. 2004] Rigbers, Klaus; Schröder, Stefan; Dürbaum, Thomas; Wendt, Thomas; De Doncker, Rik W.: "Integrated Method for Optimization of Power Electronic Circuits", In: *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Aachen, DE, 20. – 25. Juni 2004, Vol. 6, S. 4473 – 4478.
- [Rigbers 2010] Rigbers, Klaus: "Highly Efficient Inverter Architectures for Three-Phase Grid Connection of Photovoltaic Generators", Dissertation, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, 2010.
- [Robert und Mathys 1998] Robert, Frédéric; Mathys, Pierre: "Ohmic Losses Calculation in SMPS Transfomers: Numerical Study of Dowell's Apporach Accuracy", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 34, No. 4, S. 1255 – 1257, 1998.
- [Rubycon 2012] Rubycon Corp.: "Technical Notes for Electrolytic Capacitor", *Internetadresse*: <http://www.rubycon.co.jp/en/products/alumi/pdf/Life.pdf>, (zuletzt überprüft am: 19.07.2012).

- [Rylko 2011] Rylko, Marek S.: "Magnetic Materials and Soft-Switches Topologies for High-Current DC-DC Converters", Dissertation, University College Cork, *unveröffentlicht*.
- [Schmid 2006] Schmid, Jürgen: „Visionen für die globale Stromversorgung Europas mit einem hohen Anteil erneuerbarer Energien“, Verteilte Stromerzeugung und intelligente Netze, *Internetadresse*: http://www.nachhaltigwirtschaften.at/edz_pdf/20061019_dg-tagung_tagungsband.pdf, (*zuletzt überprüft am: 30.05.2012*).
- [Schöneburg et al. 1994] Schöneburg, Eberhard; Heinzmann, Frank; Sven Feddersen: „Genetische Algorithmen und Evolutionsstrategien – Eine Einführung in Theorie und Praxis der simulierten Evolution“, Addison-Wesley, 1994.
- [Schröder 2006] Schröder, Dierk: „Leistungselektronische Bauelemente“, 2. Auflage, Springer, 2006.
- [Schröder 2008] Schröder, Dierk: „Leistungselektronische Schaltungen – Funktion, Auslegung und Anwendung“, 2. Auflage, Springer, 2008.
- [Schülting 1993] Schülting, Ludger: „Optimierte Auslegung induktiver Bauelemente für den Mittelfrequenzbereich“, Dissertation, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, 1993.
- [Semikron 2010] Semikron International GmbH & Co. KG: „Applikationshandbuch Leistungshalbleiter“, ISLE, 2010.
- [Skarrie 2001] Skarrie, Hakan: "Design of Powder Core Inductors", Dissertation, Lund University, 2001.
- [Snelling 1969] Snelling, Eric Charles: "Soft Ferrites – Properties and Applications", Newnes-Butterworth, 1969.
- [Steinmetz 1892] Steinmetz, Charles Proteus.: "On the Law of Hysteresis", *Transactions of American Institute of Electrical Engineers*, Vol. 9, S. 3 – 64, 1892 (Nachdruck in: *Proceedings of the IEEE*, Vol. 72, No. 2, S. 197 – 221, 1984).
- [Sullivan 2007] Sullivan, Charles: "Aluminium Windings and Other Strategies for High-Frequency Magnetics Design in an Era of High Copper and Energy Costs", In: *Proceedings of Applied Power Electronics Conference (APEC)*, Anaheim, CA, USA, 25. Februar – 1. März 2007, S. 78 – 84.
- [Thoben et al. 2008] Thoben, M; Mainka, K; Bayerer, R; Graf, I.; Münzer, M.: "From Vehicle Drive Cycle to Reliability Testing of Power Modules for hybrid Vehicle Inverter", In: *Proceedings on Power Conversion Intelligent Motion (PCIM)*, Nürnberg, DE, 27. – 29. Mai 2008, S. 651 – 656.
- [Urling et al. 1989] Urling, Audrey; Niemela, Van; Skutt, Glenn; Wilson, Thomas: "Characterizing High-Frequency Effects in Transformer Windings – A Guide to Several Significant Articles", In: *Proceedings of Applied Power Electronics Conference (APEC)*, Baltimore, MD, USA, 13. – 17. Mai 1989, S. 373 – 385.
- [U.S. Geological Survey 2012a] U.S. Geological Survey: Copper – Statistics and Information, *Internetadresse*: <http://minerals.usgs.gov/minerals/pubs/commodity/copper>, (*zuletzt überprüft am: 24.07.2012*).

- [**U.S. Geological Survey 2012b**] U.S. Geological Survey: Aluminium – Statistics and Information, *Internetadresse:* <http://minerals.usgs.gov/minerals/pubs/commodity/aluminum>, (zuletzt überprüft am: 24.07.2012).
- [**Vacuumschmelze 2010**] Vacuumschmelze GmbH & Co. KG: Rascherstarrungstechnologie, *Internetadresse:* <http://www.vacuumschmelze.de/index.php?id=75>, (zuletzt überprüft am: 10.07.2011).
- [**Van den Bossche et al. 2004**] Van den Bossche, Alex; Valchev, Vencislav C.; Georgiev, G.: "Measurement and Loss Model of Ferrites with Non-sinusoidal Waveforms", In: *Proceedings of Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Aachen, DE, 20. – 25. Juni 2004, Vol. 6, S. 4814 – 4818.
- [**Van den Bossche und Valchev 2005**] Van den Bossche, Alex; Valchev, Vencislav: "Inductors and Transformers for Power Electronics", Taylor & Francis, 2005.
- [**VDE-AR-N 4105**] Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e.V. (VDE): „Erzeugungsanlagen am Niederspannungsnetz – Technische Mindestanforderungen für Anschluss und Parallelbetrieb von Erzeugungsanlagen am Niederspannungsnetz“, VDE-AR-N 4105:2011-08, Ausgabe August 2011.
- [**VDI 1993**] Verband Deutscher Ingenieure (VDI): „Simulation von Logistik-, Materialfluß- und Produktionssystemen – Grundlagen“, Richtlinie 3633, Blatt 1, 1993.
- [**Venkatraman 1984**] Venkatraman, P. S.: "Winding Eddy Current Losses in Switch Mode Power Transformers due to Rectangular Wave Currents", In: *Proceedings of Annual International Power Electronics Conference (Powercon)*, Dallas, TX, 10. – 12. April 1984, S. 1 – 11.
- [**Venkatachalam et al. 2002**] Venkatachalam, Kapil; Sullivan, Charles; Abdallah, Tarek; Tacca, Hernán: "Accurate Prediction of Ferrite Core Loss with Nonsinusoidal Waveforms Using Only Steinmetz Parameters", In: *Proceedings of IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*, 2002, S. 36 – 41.
- [**Victor et al. 2006**] Victor, Matthias; Greizer, Frank; Bremicker, Sven; Hübler, Uwe: „Verfahren zum Umwandeln einer elektrischen Gleichspannung einer Gleichspannungsquelle, insbesondere einer Photovoltaik-Gleichspannungsquelle in eine Wechselspannung“, Schutzrecht DE 10 2004 030 912 B3, *Anmelder:* SMA Solar Technology AG, *veröffentlicht:* 19.01.2006.
- [**Wang 2009**] Wang, Fan: „Dynamische Belastbarkeit von Energieaufbereitungseinheiten für die elektrische Energieversorgung“, Dissertation, Universität Kassel, 2009.
- [**Wang et al. 2003**] Wang, Timothy CY, Ye, Zhihong; Sinha, Gautam; Yuan, Xiaoming: "Output Filter Design for a Grid-Interconnected Three-Phase Inverter", In: *Proceedings of Power Electronics Specialist Conference (PESC)*, Acapulco, MX, 15. – 19. Juni 2003, Vol. 2, S. 779 – 784.
- [**Wallmeier 2000**] Wallmeier, Peter: „Automatisierte Optimierung von induktiven Bauelementen für Stromrichteranwendungen“, Dissertation, Universität Paderborn, 2000.
- [**Weicker 2007**] Weicker, Karsten: „Evolutionäre Algorithmen“, 2. Auflage, Teubner, 2007.
- [**Weis 2008**] Weis, Benno: „Kompakter 690V-Umrichter mit SiC-Schottkydioden für sinusförmige Ausgangsspannung“, Dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg, 2008.

- [Winkelnkemper 2005]** Winkelnkemper, Manfred: „Reduzierung von Zwischenkreiskapazitäten in Frequenzumrichtern“, Dissertation, Technische Universität Berlin, 2005.
- [Yokogawa 2009]** Yokogawa Electric Corp.: „WT3000 Präzisionsleistungsanalysator – Benutzerhandbuch“, 5. Ausgabe, 2009.
- [Yatsu et al. 2010]** Yatsu, Makoto; Fujii, Kansuke; Takizawa, Satoki; Yamakata, Yoshihiko; Komatsu, Kousuke; Nakazawa, Haruo; Okuma, Yasuhiro: „A Study of High Efficiency UPS Using Advanced Three-Level Topology“, In: *Proceedings of Power Conversion Intelligent Motion (PCIM)*, Nürnberg, DE, 4. – 6. Mai 2010, S. 550 – 555.
- [Yu et al. 1979]** Yu, Yuan; Lee, F.C.Y.; Triner, J.E.: „Power Converter Design Optimizations“, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 15, Iss. 3, S. 344 – 355, 1979.
- [Zacharias 2009]** Zacharias, Peter (Hrsg.): „Use of Electronic-Based Power Conversion for Distributed and Renewable Energy Sources – 20 Years of Research on Power Conversion Systems“, 2. Auflage, Institut für Solare Energieversorgungstechnik, Kassel, 2009.
- [ZES 2009]** ZES Zimmer Electronic Systems: „Mehrkanaal-Leistungsmessgerät LMG500 – Benutzerhandbuch“, 2009.
- [Zhang 2002]** Zhang, Naigqian: „High Voltage GaN HEMTs with low On-Resistance for Switching Applications“, Dissertation, University of California, Santa Barbara, 2002.

Photovoltaik-Wechselrichter haben in den vergangenen Jahren eine große Bedeutung erlangt. Bei der Entwicklung künftiger PV-Wechselrichter liegt der Fokus auf der Reduktion der Kosten bei gleichzeitiger Erzielung eines hohen Wirkungsgrads sowie geringem Gewicht und Bauvolumens.

Die Erfüllung dieser Anforderungen ist in hohem Maße mit dem Design der Leistungsstufe verbunden, wobei i.d.R. eine Vielzahl von Topologien und Bauelemente zur Auswahl stehen und der Entwickler folglich einer mehrdimensionalen Optimierungsaufgabe gegenübersteht. In der vorliegenden Arbeit wird ein computergestütztes Design- und Optimierungsverfahren für leistungselektronische Konverter weiterentwickelt und validiert, welches den Entwickler bei der Lösung ebendieser mehrdimensionalen Optimierungsaufgabe unterstützt. Das Verfahren basiert auf analytischen Verhaltens- und Verlustleistungsmodellen, sodass die Ermittlung einer Vielzahl von Lösungen innerhalb kürzester Zeit möglich ist.

Das Verfahren wird anhand der Optimierung einer Wechselrichterstufe im mittleren Leistungsbereich demonstriert, mittels derer zudem die messtechnische Validierung des Verfahrens vorgenommen wird. Darüber hinaus erfolgt die Validierung und Weiterentwicklung des Verfahrens für Schaltfrequenzen von bis zu 100 kHz.

ISBN 978-3-86219-924-2



9 783862 199242 >