



Praktische Auslegungskonflikte und Betriebsstrategien von Dual-Active- Bridge-DC-DC-Bordnetzwandlern

Dissertation

zur Erlangung eines Doktorgrades

in der Fakultät für
**Elektrotechnik, Informationstechnik und
Medientechnik**

der
Bergischen Universität Wuppertal

von
Christian Winter, M.Sc.
aus Oelde

Wuppertal 2024

Hauptreferent: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Stefan Butzmann

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. David Cello

Danksagung

Meinen Betreuern, Herrn Professor Stefan Butzmann und Herrn Dr. Jan Riedel, danke ich herzlich für ihre fachliche und organisatorische Unterstützung. Mit ihrer großen Erfahrung haben sie mich bei der Identifikation von Forschungsfragen und Einordnung von Forschungsergebnissen sehr unterstützt und motiviert. Ihre hohe Bereitschaft sich für mich und meine Forschung einzusetzen habe ich sehr geschätzt. Herrn Professor David Cello danke ich herzlich für die Begutachtung dieser Arbeit als Korreferent.

Außerdem danke ich der Robert Bosch GmbH als Industriepartner dieser Arbeit. Die Bereitstellung von industrieorientiertem Hintergrundwissen und Forschungsmitteln hat mir eine konzentrierte, relevante Forschung ermöglicht. Für die organisatorische Unterstützung gilt hier den beiden Gruppenleitern der DC-DC-Wandler-Elektronikentwicklung, Herrn Dr. Roland Scheuerer und Herrn Wolfgang Haas, ein großer Dank. Für intensiven fachlichen und persönlichen Austausch bedanke ich mich herzlich bei Martin Heintze, Emiliano Gudino C. und Christoph Kienzler.

Zuletzt möchte ich den ehemaligen Studenten Raphael Mencher, Philipp Ziegler, Aafaq Azhar, Felix Gliese, Jörg Haarer und Tim Karsten für ihre wertvolle, unterstützende Forschungs- und Entwicklungsarbeit danken.

Kurzfassung

Zur Vermeidung von Treibhausgasemissionen und lokalen Emissionen wird für Personenkraftwagen eine zunehmende Elektrifizierung des Antriebsstrangs angestrebt. Im Jahr 2023 wurden weltweit voraussichtlich bereits fast 14 Millionen Elektroautos zugelassen. Bei der Entwicklung von elektrischen Antriebskomponenten sind daher neben den funktionalen Anforderungen auch die Stückkosten von großem Interesse. Ein elektrischer Antriebsstrang erfordert neben den Antriebskomponenten und der Traktionsbatterie auch eine Anpassung der Nebenaggregate und der Bordnetzversorgungsstruktur im Fahrzeug. Für die Versorgung des 12-V-Bordnetzes aus der Traktionsbatterie wird ein DC-DC-Bordnetzwandler benötigt.

Der Dual-Active-Bridge-DC-DC-Wandler ist eine vielversprechende Topologie für eine kostengünstige Implementierung des Bordnetzwandlers. Durch seinen symmetrischen Aufbau kann der Rückwärtsbetrieb ohne zusätzliche Schaltungsmaßnahmen realisiert werden. Die einfache Struktur des DAB-Wandlers mit nur einer magnetischen Komponente verspricht eine kompakte Realisierung des Wandlers. Bisherige Analysen des DAB-Bordnetzwandlers erfolgten unter stark idealisierten Randbedingungen. Die prototypischen Wandleraufbauten wurden mit hohem Hardware- und Integrationsaufwand realisiert. Im Fokus standen insbesondere erweiterte Ansteuerverfahren und eine Optimierung der Effizienz. In dieser Arbeit sollen nun die Auslegungskonflikte des DAB-Bordnetzwandlers unter anwendungsnahen Randbedingungen betrachtet werden. Der Fokus liegt dabei auf der Optimierung des Transformators und der ausgangsseitigen Hochstromschaltzellen.

Der planare, leiterplattenintegrierte Transformator soll möglichst kompakt eine hohe Stromtragfähigkeit realisieren. Durch einen gezielten Einsatz von thermischen Vias und Kupferplättchen wird der Transformator thermisch optimiert. Das Einfügen eines magnetischen Streupfads ermöglicht eine optimierte Einstellung der Streuinduktivität des Transformators. Die ausgangsseitigen Hochstromschaltzellen werden im DAB-Bordnetzwandler mit hohen Abschaltströmen belastet. Durch eine Optimierung der Schaltzellendesigns werden die Schleifeninduktivität und die Schaltverluste verringert. Zusätzlich sollen die Hochstromschaltzellen durch eine optimierte Auslegung der Transformatorparameter entlastet werden. Für ein präzises Wandlermodell wird die Analyse des DAB-Wandlers zunächst um die Auswirkungen von nicht-idealen EMV-Filtern und DC-Transformatorströmen erweitert. Darauf aufbauend werden die Auslegungskompromisse des Wandlers abgeleitet. Die Verluste der Hochstromschaltzelle werden durch ein asymmetrisches, niedriges Windungszahlverhältnis und eine hohe Streuinduktivität weiter reduziert.

Zur Reduktion der Transformator- und Schaltzellenbelastung wird der DAB-Bordnetzwandler sekundärseitig teilweise hartschaltend betrieben. Bei dem Übergang zwischen hart- und weichschaltendem Betrieb des Wandlers kann sich durch Totzeiteffekte jedoch eine Stagnation in der Stromkennlinie ergeben. Für die 3-Level-Modulation wird eine Abhängigkeit des Stagnationsverhaltens vom Spannungsverhältnis und dem Schaltzeitpunkt identifiziert. Damit der Wandler auch in diesen Punkten regelbar bleibt, wird eine Betriebsstrategie basierend auf einer Stellgrößenüberlagerung entwickelt. Die Auswirkung der Totzeit kann damit auf einen breiteren Ausgangsstrombereich verteilt werden, so dass eine Stromstagnation vermieden wird.

Der aufgebaute DAB-Bordnetzwandler integriert den Transformator in der Leistungsplatine und verzichtet für die Hochstromschaltzellen auf eine Parallelschaltung von Transistoren. So wird für den zentralen Leistungsteil bestehend aus Transformator und Schaltzellen eine Leistungsdichte von 10,3 kW/l erreicht. Der Wirkungsgrad des Wandlers beträgt zwischen 88,0 % und 96,7 %, wobei durch das weiche Einschalten der Primärseite das Effizienzoptimum im relevanten Teillastbetrieb erreicht wird.

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung	V
Abkürzungsverzeichnis	IX
Symbolverzeichnis	X
1 Einleitung	1
1.1 Forschungsziel	3
1.2 Gliederung der Arbeit	4
2 Stand der Technik	5
2.1 Aufbau von Bordnetzwandlern	6
2.2 Funktionsweise von Bordnetzwandlern	10
2.2.1 Phase-Shifted-Full-Bridge-Wandler	11
2.2.2 Dual-Active-Bridge-Wandler	15
2.3 Modellbildung für Dual-Active-Bridge-Wandler	20
2.3.1 Abschnittsweise Analyse im Zeitbereich	20
2.3.2 Erweiterte Analyse im Frequenzbereich	22
3 Planare Transformatoren mit hohem Windungszahlverhältnis	27
3.1 Verbesserung der Entwärmung	29
3.2 Erhöhung der Längsinduktivität	43
3.2.1 Realisierung als externe Drossel	44
3.2.2 Integration von Streuflussschenkeln	49
3.2.3 Vergleich parasitärer Eigenschaften	53
4 Hochstromfähige Schaltzellen auf Basis von Leiterplattentechnologie	57
4.1 Einfluss der Schaltzelleninduktivität auf die Schaltverluste	59
4.1.1 Primärseite (600-V-Superjunction-Technologie)	60
4.1.2 Sekundärseite (40-V-Trench-Technologie)	63
4.2 Reduktion der Schaltzelleninduktivität	66
4.2.1 Transistorgehäuse und AVT	66
4.2.2 Schaltzellendesign	68
4.2.3 Dedizierter Messaufbau zur Induktivitätsbestimmung	72
4.2.4 Einfluss zentraler Designparameter	76

5	Erweitertes Wandlermodell zur Abbildung nicht-idealer Effekte	79
5.1	Rückwirkung eines EMV-Filters	80
5.2	DC-Transformatorströme	85
6	Asymmetrische Transformatorauslegung zur Bauraum- und Kostenoptimierung	91
6.1	Optimierung der Hauptinduktivität	93
6.2	Identifikation der auslegungsrelevanten Betriebspunkte	96
6.3	Schaltstromreduktion durch asymmetrisches Windungszahlverhältnis	98
6.4	Verlustlimitierung der Hochstromschaltzelle	100
7	Regelbarkeit in Übergangsbereichen (Totzeiteffekte)	105
7.1	Identifikation von Betriebsbereichen mit Stagnationseffekt	107
7.2	Minimierung des Totzeiteffekts durch Stellgrößenüberlagerung . . .	115
8	Experimenteller Aufbau und Verifikation	121
8.1	Leiterplattenintegrierter Dual-Active-Bridge-Wandler	122
8.2	Elektrische Verifikation	132
8.3	Effizienzanalyse	136
8.4	Thermische Verifikation	138
9	Zusammenfassung und Ausblick	143
A	Anhang	147
A.1	Erhöhung der Längsinduktivität mittels primärseitiger Spule	147
A.2	Transformator-konzeptvergleich bei Variation von Designparametern	149
A.3	Ergänzende Abschaltverlustbetrachtungen	152
A.4	PCB-Layouts der Schaltzellendesigns	155
A.5	MATLAB-Skript zur Transformatorstromanalyse im Frequenzbereich	157
A.6	Arbeitspunktabhängige EMV-Filter-Rückwirkung	159
A.7	Optimierte Modulation zur Reduktion von DC-Transformatorströmen	161
A.8	Maximale Hauptinduktivität zur Vermeidung von Sättigungseffekten	163
A.9	Simulationsmodell zur Auswertung von Totzeiteffekten	164
A.10	Grenzen des weichschaltenden Betriebsbereichs	166
A.11	Impedanzanalyse des Transformatorprototyps	168
A.12	Filtertopologie des Wandlerprototyps	171
A.13	Ergänzende thermische Messdaten der Wandlerverifikation	172
B	Literatur	175

Abkürzungsverzeichnis

AC	Alternating-Current
AVT	Aufbau- und Verbindungstechnik
CM	Gleichtakt (Common-Mode)
DAB-Wandler	Dual-Active-Bridge-DC-DC-Wandler
DC	Direct-Current
DM	Gegentakt (Differential-Mode)
DPS	Dual-Phase-Shift
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
FEA	Finite-Elemente-Analyse
FR-4	Trägermaterial der Leiterplatte (Flame-Retardent)
GaN	Galliumnitrid
HB	Halbbrücke
LFPACK	Loss-Free-Package
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor-Field-Effect-Transistor
PCB	Printed-Circuit-Board
PSFB-Wandler	Phase-Shifted-Full-Bridge-Wandler
Si	Silizium
SiC	Siliziumcarbid
SON	Small-Outline-No-Lead-Package
SPS	Single-Phase-Shift
THD	Total-Harmonic-Distortion
TIM	Thermal-Interface-Material
TOLL	Transistor-Outline-Leadless-Package
TPS	Triple-Phase-Shift
Via	Vertical-Interconnect-Access
ZVS	Zero-Voltage-Switching

Symbolverzeichnis

Symbol	Einheit	Beschreibung
<hr/> Wandleranalyse <hr/>		
f_s	Hz	Schaltfrequenz
ω_s	1/s	Kreisfrequenz der Schaltfrequenz
T_s	s	Periodendauer
$P_{x,in}$	W	Eingangsleistung
$U_{x,DC}$	V	Eingangsspannung
$I_{x,DC}$	A	Eingangsstrom
α	rad	primärseitige Pulsbreite
β	rad	sekundärseitige Pulsbreite
δ	rad	Verschiebung zwischen Primär- und Sekundärseite
s_x	–	Vollbrückenschaltfunktion
j	–	imaginäre Einheit
u_x	V	Transformatorspannung
i_x	A	Transformatorstrom
\underline{Y}	S	Admittanzmatrix
η	–	Wirkungsgrad
<hr/> Transformator <hr/>		
n	–	Windungszahlverhältnis
N_x	–	Windungszahl
L_{laengs}	H	Längsinduktivität
L_σ	H	Streuinduktivität
L_e	H	externe Längsinduktivität
L_h	H	Hauptinduktivität
R_σ	Ω	Wicklungswiderstand
R_{ges}	Ω	Gesamtwiderstand aus Wicklung und Drossel
$C_{p,s}$	F	Koppelkapazität zwischen den Wicklungen
$C_{p,kuehl}$	F	Koppelkapazität von Wicklung zu Kühlkörper
Φ	Wb	magnetischer Fluss

B	T	magnetische Flussdichte
A_{Kern}	m^2	Kernquerschnittsfläche
h	m	Kernhöhe
$A_{\text{Trafo,PCB}}$	m^2	PCB-Fläche des Transformators

Leiterplattentechnologie

d_{cu}	m	Kupferschichtdicke der Leiterplatte
d_{Prepreg}	m	Dicke des Trägermaterials der Leiterplatte
$d_{\text{Kriechstr}}$	m	Abstand zwischen Leiterbahnen (Kriechstrecke)
T_g	$^{\circ}\text{C}$	Glasübergangstemperatur des Trägermaterials

Thermomanagement

d_{TIM}	m	Dicke des thermisch leitfähigen Gels
T	$^{\circ}\text{C}$	Temperatur
R_{th}	K/W	thermischer Widerstand
λ	W/(mK)	Wärmeleitfähigkeit
$\alpha_{\sigma,T}$	1/K	Temperaturkoeffizient der Wärmeleitfähigkeit

Schaltzelle

E_{schalt}	J	Schaltverlustenergie (Ein- und Ausschalten)
E_{on}	J	Einschaltverlustenergie
E_{off}	J	Ausschaltverlustenergie
E_{Diode}	J	Totzeitverlustenergie der Body-Diode
I_{schalt}	A	Abschaltstrom
i_D	A	Drain-Strom
u_{GS}	V	Spannung zwischen Gate- und Source-Anschluss
u_{DS}	V	Spannung zwischen Drain- und Source-Anschluss
t_{off}	s	Abschaltzeit des Transistors
t_{tot}	s	Totzeit
L_{Schaltz}	H	Schaltzelleninduktivität
L_D	H	parasitäre Induktivität des Drain-Anschlusses

L_S	H	parasitäre Induktivität des Source-Anschlusses
L_{ges}	H	Induktivität von Transformator und Schaltzelle
C_{oss}	F	Ausgangskapazität des Transistors
R_G	Ω	Gate-Widerstand
$R_{DS,on}$	Ω	Durchlasswiderstand des Transistors
Q_{GD}	C	Miller-Ladung von Gate zu Drain
$U_{Plateau}$	V	Miller-Plateau-Spannung
U_{Br}	V	Durchbruchspannung des Transistors
U_{Diode}	V	Vorwärtsspannung der Body-Diode
T_j	$^{\circ}\text{C}$	Sperrschichttemperatur des Transistors

Erweitertes Wandlermodell

Z_{Filter}	Ω	Filterimpedanz
L_{DC}	H	Filterinduktivität für DC-Eingang
C_{DC}	F	Filterkapazität für DC-Eingang
$i_{x,gl}$	A	gleichgerichteter Transformatorstrom
$u_{C,DC}$	V	Filterkondensatorspannung
I_{Offset}	A	DC-Offset des Transformatorstroms
$I_{schalt,x}$	A	Abschaltstrom der Halbbrücke x
t_d	s	Verzögerung des Schaltzeitpunkts
t_{lade}	s	Ladezeit der Ausgangskapazität
Φ_d	Wb	Flusskomponente durch Schaltverzögerung
$\Phi_{x,bal}$	Wb	balancierende Flusskomponente
$R_{s,DC}$	Ω	sekundärseitiger DC-Widerstand

Totzeiteffekte

φ_{HBx}	rad	Schaltzeitpunkt der Halbbrücke x
r_{δ}	-	Verhältnis von effektivem und gestelltem Winkel δ
N_r	-	Anzahl Zwischenstufen des überlagerten Signals

1 Einleitung

Der motorisierte Individualverkehr durchläuft einen Wandel. In der Vergangenheit wurde der Antriebsstrang typischerweise verbrennungsmotorisch ausgeführt. Zur Vermeidung von Treibhausgasemissionen und lokalen Emissionen wird jedoch eine zunehmende Elektrifizierung des Antriebsstrangs angestrebt. Unter Einsatz von regenerativen Energien für Produktion und Betrieb ermöglichen elektrisch angetriebene Fahrzeuge perspektivisch eine signifikante Reduktion der Emissionen [1], [2]. Daher werden Elektroautos in zahlreichen Märkten finanziell gefördert oder anderweitig bevorzugt [3]. Die weltweiten Zulassungszahlen für Elektroautos in Abb. 1.1 steigen aufgrund der politischen Rahmenbedingungen und der technologischen Weiterentwicklung stetig an [4]. Im Jahr 2023 wurde mit voraussichtlich fast 14 Millionen Zulassungen bereits ein signifikanter Anteil am Gesamtmarkt erreicht. Bei der Entwicklung von elektrischen Antriebskomponenten gewinnen daher neben den funktionalen Anforderungen auch die Stückkosten an Bedeutung.

Ein elektrischer Antriebsstrang erfordert neben den Antriebskomponenten und der Traktionsbatterie auch eine Anpassung der Nebenaggregate und der Bordnetzversorgungsstruktur im Fahrzeug. Eine typische Bordnetzversorgungsstruktur für Elektroautos ist in Abb. 1.2 dargestellt [5]. Der elektrische Antrieb und die Nebenaggregate mit hohen Leistungsanforderungen wie z.B. der Klimakompressor und der Heizer werden über eine Schalt- und Verteileinheit direkt aus der Traktionsbatterie versorgt. Die Verbraucher mit geringeren Leistungsanforderungen wie beispielsweise Steuergeräte und Leuchten sind als 12-V-Komponenten weiterhin Bestandteil eines klassischen 12-V-Bordnetzes¹. Das 12-V-Bordnetz wird durch den DC-DC-Bordnetzwandler aus der Traktionsbatterie versorgt. Der Bordnetzwanlder setzt die variable Traktionsnetzspannung auf eine stabile Bordnetzspannung herab.

¹Es gibt Überlegungen für die Umstellung des 12-V-Bordnetzes auf 48-V-Technologie [6], [7]. Wegen der breiten Verfügbarkeit standardisierter, kostengünstiger 12-V-Komponenten ist ein allgemeiner Erfolg außerhalb der Hybridsysteme bisher nicht absehbar.

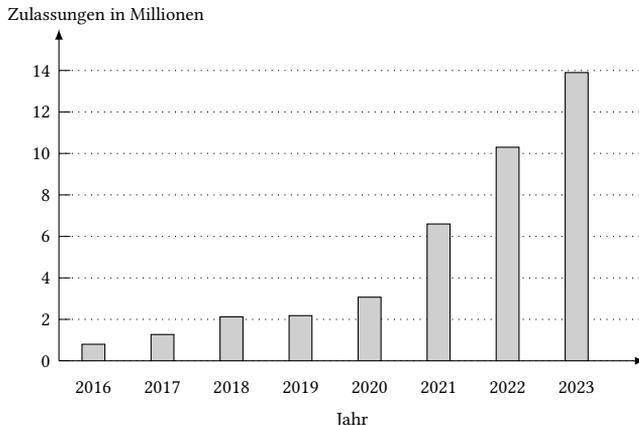


Abb. 1.1: Weltweite jährliche Zulassungen von Elektroautos von 2016 bis 2023 (reine Elektroautos und Plug-in-Hybride)

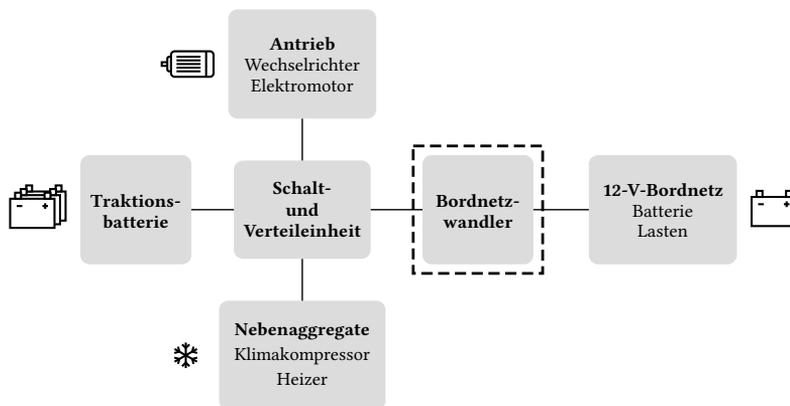


Abb. 1.2: Typische Bordnetzversorgungsstruktur für Elektroautos

Der DC-DC-Bordnetzwandler ist somit eine zentrale Komponente im Versorgungskonzept von Elektroautos. Zusätzlich zur Energieübertragung werden noch weitere Anforderungen an den Wandler gestellt. Zum einen müssen erhöhte Sicherheitsanforderungen für die Trennung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung berücksichtigt werden, da das 12-V-Bordnetz als Kleinspannung ohne expliziten Berührungsschutz ausgeführt wird. Der Bordnetzwanler weist daher typischerweise eine galvanische Trennung auf [8]–[10]. Zusätzlich sollte der Wandler zukünftig eine

Energieübertragung in Rückwärtsrichtung von der 12-V-Batterie in das Traktionsnetz ermöglichen. Durch ein Vorladen des Wechselrichterzwischenkreises aus der 12-V-Batterie kann in der Schalt- und Verteileinheit ein Vorlademechanismus eingespart werden [10]–[12]. Unter diesen Randbedingungen ist der Dual-Active-Bridge-DC-DC-Wandler (DAB-Wandler) eine vielversprechende Topologie für den Einsatz als Bordnetzwan­dler. Aufgrund des symmetrischen Aufbaus kann der Rückwärtsbetrieb ohne zusätzliche Schaltungsmaßnahmen realisiert werden. Die einfache Struktur des DAB-Wandlers mit nur einer magnetischen Komponente ermöglicht potentiell eine kompakte Realisierung des Wandlers.

1.1 Forschungsziel

Bisherige Analysen des DAB-Bordnetzwandlers erfolgten unter stark idealisierten Randbedingungen. Im Fokus standen insbesondere erweiterte Ansteuerverfahren und eine Optimierung der Effizienz. Die prototypischen Wandleraufbauten wurden mit hohem Hardware- und Integrationsaufwand realisiert. Die Ergebnisse sind daher nicht direkt auf Wandler der industriellen Serienfertigung übertragbar.

In dieser Arbeit sollen die Auslegungskonflikte des DAB-Bordnetzwandlers unter anwendungsnahen Randbedingungen betrachtet werden. Insbesondere der Transformator und die ausgangsseitigen Schaltzellen werden im DAB-Bordnetzwan­dler im Vergleich zum industriellen Standard stärker belastet. Der Fokus der Arbeit liegt auf der Optimierung dieser Wandlerkomponenten.

Für eine präzisere Analyse des DAB-Wandlers sollen die bisherigen, idealisierten Modellierungsansätze um weitere praxisrelevante Effekte erweitert werden. Insbesondere sollen der Einfluss von realen EMV-Filtern und parasitären Verzögerungen in Ansteuersignalen betrachtet werden.

Der Bordnetzwan­dler muss im Betrieb ein reproduzierbares, stabiles Verhalten aufweisen. Daher sollen Betriebsstrategien entwickelt werden, die parasitäre Effekte wie DC-Transformatorströme oder erhöhte Regelabweichungen in Übergangsbereichen vermeiden.

Abschließend soll ein Prototyp für einen bauraum- und kostenoptimierten Bordnetzwan­dler aufgebaut werden, der das Potential des DAB-Bordnetzwandlers gegenüber dem industriellen Stand der Technik aufzeigt.

1.2 Gliederung der Arbeit

Kapitel 2 fasst den Stand der Technik zusammen. Bisherige DAB-Bordnetzwandler werden mit industriellen Wandlern verglichen und anwendungsnahe Randbedingungen für die weitere Analyse abgeleitet. Weiterhin werden die bestehenden, idealisierten Ansätze zur Modellierung des DAB-Wandlers diskutiert.

Kapitel 3 beschreibt die Optimierung des planaren, leiterplattenintegrierten Transformators für den Einsatz im DAB-Bordnetzwandler. Durch eine verbesserte Entwärmung des Transformators wird eine Erhöhung der Leistungsdichte erreicht. Zusätzlich muss die Streuinduktivität des planaren Transformators deutlich erhöht werden. Dafür wird eine Realisierung als externe Spule mit einer Integration in die Transformatorgeometrie verglichen.

Kapitel 4 untersucht Schaltzellendesigns für hohe Ausgangsströme. Für die Optimierung der Schaltverluste werden zunächst die unterschiedlichen Verlustmechanismen identifiziert. Darauf aufbauend werden die parasitären Eigenschaften verschiedener Transistorgehäuse bestimmt und ein optimiertes Schaltzellendesign entwickelt.

Kapitel 5 erweitert die idealisierten Modellierungsansätze des DAB-Wandlers um praxisrelevante Effekte. Die Integration des ausgangsseitigen EMV-Filters in die Analyse ermöglicht trotz hoher Ausgangsströme eine präzise Leistungsvorhersage. Eine parasitäre Verzögerung einzelner Schaltsignale erzeugt DC-Transformatorströme, die in der Auslegung berücksichtigt werden müssen.

Kapitel 6 untersucht die Konflikte bei der Auslegung des Bordnetzwandlers. Zunächst werden die auslegungsrelevanten Betriebspunkte identifiziert. Durch eine Entlastung der Sekundärseite soll ein bauraum- und kostenoptimierter Wandleraufbau ermöglicht werden.

Kapitel 7 betrachtet die Regelbarkeit des DAB-Wandlers in Übergangsbereichen. Die Analyse identifiziert Randbedingungen, unter denen Totzeiteffekte zur Stromstagnation führen können. Zur Vermeidung der Stagnation wird eine neuartige Betriebsstrategie vorgestellt.

Kapitel 8 zeigt einen bauraum- und kostenoptimierten Wandlerprototyp. Für die Modellverifikation werden das elektrische und thermische Verhalten des Wandlers analysiert.

Kapitel 9 fasst die wichtigsten Ergebnisse der Arbeit zusammen und gibt einen Ausblick auf anschließende Forschungsfragen, die sich aus der Arbeit ergeben.

2 Stand der Technik

Seit dem Beginn der Großserienproduktion von Fahrzeugen mit Hybridantrieb (1997) oder batterieelektrischem Antrieb (2009) wird intensiv an der Weiterentwicklung des elektrischen Antriebsstrangs und der Bordnetzkomponenten in Elektrofahrzeugen gearbeitet [13]. Eine zentrale Komponente der Versorgungsstruktur im Elektrofahrzeug ist der Bordnetzwandler, der das 12-V-Bordnetz aus der Traktionsbatterie versorgt (vgl. Abb. 1.2). Der Bordnetzwandler wird, abhängig von den Komfort- und Sicherheitsfunktionen des Fahrzeugs, für eine maximale Leistung von etwa 1,4 kW bis 3,2 kW dimensioniert [7]–[10].

Der Leistungsteil eines seriennahen Bordnetzwandlers ist in Abb. 2.1 vereinfachend gezeigt [14]–[16]. In diesem Beispiel wird als Topologie ein Phase-Shifted-Full-Bridge-Wandler (PSFB-Wandler) eingesetzt. Alle Komponenten des Leistungsteils sind auf einer Leiterplatte integriert. In der industriellen Serienfertigung werden dadurch eine automatisierte Herstellung und geringe Kosten erreicht. In diesem Kapitel sollen der Aufbau und die Funktionsweise eines solchen Bordnetzwandlers detailliert erläutert werden. Eine vielversprechende Alternative zum PSFB-Wandler stellt der Dual-Active-Bridge-Wandler (DAB-Wandler) dar. Die Struktur des DAB-Wandlers mit nur einer magnetischen Komponente ermöglicht potentiell eine weitere Vereinfachung des Wandleraufbaus. Bisher wird der DAB-Wandler in der industriellen Serienfertigung noch nicht eingesetzt. Im Rahmen zweier Dissertationen wurden jedoch bereits zwei prototypische DAB-Bordnetzwandler realisiert, die einen ersten Einblick in die Vorteile und Herausforderungen der Topologie ermöglichen [17], [18].

Das Kapitel ist in drei Abschnitte gegliedert, in denen der Stand der Technik für industrielle Bordnetzwandler und DAB-Bordnetzwandler vorgestellt wird. In Abschnitt 2.1 wird zunächst der Aufbau von Bordnetzwandlern der industriellen Serienfertigung analysiert. Vergleichend werden die prototypischen DAB-Bordnetzwandler betrachtet. In Abschnitt 2.2 werden die Funktionsweisen von industriellen Bordnetzwandlern und DAB-Bordnetz Wandlern erläutert. Abschließend wird in Abschnitt 2.3 eine

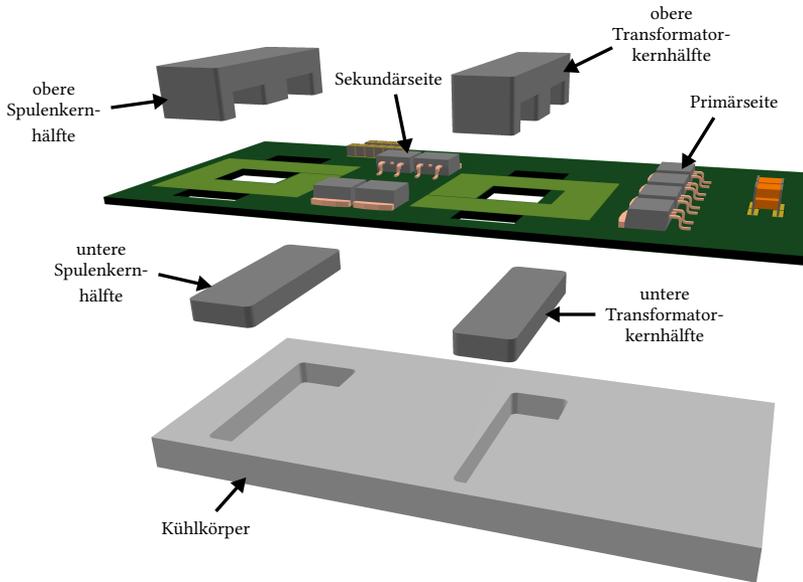


Abb. 2.1: Leistungsteil eines seriennahen PSFB-Bordnetzwandlers in Explosionsansicht

detaillierte Modellbildung des DAB-Wandlers vorgestellt. Das Wandlermodell wird für die spätere Auslegung und Optimierung des DAB-Bordnetzwandlers benötigt.

2.1 Aufbau von Bordnetzwandlern

Für die Entwicklung leistungsfähiger Bordnetzrichter sind der Aufbau des Wandlers und das Integrationskonzept von hoher Bedeutung. Durch kurze elektrische Verbindungen der Komponenten und eine gute Kühlung werden die Effizienz des Wandlers erhöht und sein Platzbedarf verringert. In diesem Abschnitt wird exemplarisch für einen industriellen Bordnetzrichter ein Phase-Shifted-Full-Bridge-Wandler (PSFB-Wandler) vorgestellt. Zusätzlich wird der Aufbau prototypischer DAB-Bordnetzwandler erläutert und mit dem Aufbau industrieller Wandler verglichen.

Wandler aus der industriellen Serienfertigung

Für die industrielle Serienfertigung wird ein einfacher, kostengünstiger Wandleraufbau angestrebt. Der Aufbau industrieller Bordnetzrichter wird beispielhaft an

dem seriennahen PSFB-Wandler aus Abb. 2.1 erläutert. Der Wandler wurde auf Basis aktueller Serienwandler und industrienaher Publikationen abgeleitet [14]–[16]. Er besteht aus einer Leistungsplatine, den Kernkomponenten der magnetischen Bauteile und einem Kühlkörper. Die Leistungsplatine und die Kernkomponenten werden für die Entwärmung mit einem thermisch leitfähigen Gel (TIM) auf dem Kühlkörper montiert. Der Transformator und die Glättungsrossel des PSFB-Wandlers sind planar ausgeführt. Die Wicklungen der magnetischen Bauteile werden direkt in die Leistungsplatine integriert, so dass auf elektrische Verbinder an den Anschlüssen verzichtet werden kann. Die leiterplattenintegrierten Komponenten weisen aufgrund ihrer reproduzierbaren Herstellung geringe Toleranzen in den elektromagnetischen Eigenschaften auf [19], [20]. Zusätzlich reduziert der planare Aufbau im Transformator die Wirbelstromverluste [21]–[23]. Für die Schalter¹ der Primär- und Sekundärseite werden SMD-Komponenten eingesetzt. Die Schalter werden mithilfe von thermischen Vias durch die Leiterplatte in den Kühlkörper entwärmt. Auf der Primärseite werden typischerweise 4 Transistoren und auf der Sekundärseite zwischen 4 und 6 Transistoren eingesetzt. Diese werden automatisiert auf der Platine bestückt. Durch eine Vergrößerung der Leistungsplatine können zusätzlich auch die Ansteuerungselektronik, die Sensorik und das EMV-Filter auf derselben Leiterplatte integriert werden. Dadurch ergibt sich ein hochintegrierter Gesamtwandler, der weitgehend auf Verbindungselemente verzichtet und automatisiert aufgebaut werden kann.

Transformatoren prototypischer Dual-Active-Bridge-Bordnetzwandler

Im Rahmen zweier Dissertationen wurden bereits Prototypen für einen einphasigen und einen dreiphasigen DAB-Bordnetzwandler aufgebaut [17], [18]. Die prototypischen Wandler wurden mit zahlreichen Steck- und Schraubverbindern komplex integriert. Für eine Serienfertigung der Wandler kann die Integration zahlreicher Komponenten wie beispielsweise der Ansteuerungselektronik auf einen automatisierbaren Aufbau umgestellt werden. Für die Transformatoren der DAB-Wandlerprototypen ist eine einfache Umstellung jedoch nicht möglich. Eine Explosionsansicht der Transformatoren wird in Abb. 2.2 gezeigt. Für die Wicklungen der Transformatoren werden jeweils HF-Litze bzw. Kupferfolie verwendet. Durch den hohen Kupferquerschnitt sollen die Verluste im Transformator reduziert werden. Der einphasige Transformator ist mit flachen, planaren Kernen ausgeführt. Der dreiphasige Transformator ist

¹Für die Schaltelemente des Wandlers werden im Folgenden die Begriffe Schalter und Transistor verwendet. Der Begriff Schalter bezeichnet dabei ein generisches Schaltelement, dessen genaue Charakteristik und Implementierung nicht näher definiert sind. Der Begriff Transistor wird für ein konkretes Bauteil verwendet, das beispielsweise in einem eigenen Transistorgehäuse verpackt wird und dessen Charakteristik bekannt ist.

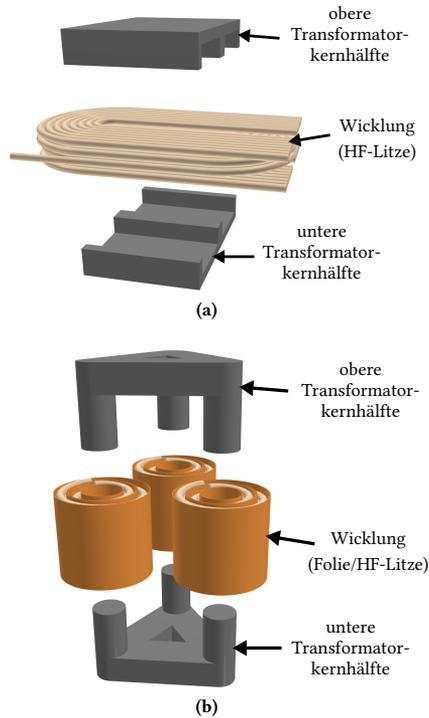


Abb. 2.2: Transformatoren der DAB-Wandler in schematischer Explosionsansicht
(a) DAB I: einphasiger Transformator (b) DAB II: dreiphasiger Transformator

hingegen aufgrund seiner klassischen Kernform höher. Zusätzlich setzen beide DAB-Wandlerprototypen gewickelte Drosseln mit vergleichbarem Aufbau ein.

Vergleich industrieller Wandler und prototypischer DAB-Wandler

Einige zentrale Unterschiede zwischen einem Bordnetzwanlder der industriellen Serienfertigung und den beiden prototypischen DAB-Bordnetzwandlern sind in Tab. 2.1 zusammengefasst. Während typische Serienwandler und der erste DAB-Prototyp für eine Reduktion der Bauhöhe planare Transformatorkerne einsetzen, nutzt der zweite DAB-Prototyp eine klassische Kerngeometrie. Die höhere Bauform erschwert die bauraumeffiziente Integration in die umgebende, flache Leistungselektronik. Beide DAB-Prototypen setzen gewickelte Transformatoren auf Basis von HF-Litze bzw. Kupferfolie ein. Im Vergleich zur leiterplattenintegrierten Wicklung der Serienwandler sind hierdurch der Wickelprozess und die elektromechanische Anbindung

Tab. 2.1: Vergleich zentraler Bordnetzwandlereigenschaften

	DAB I	DAB II	PSFB (typ.)
Realisierung	Prototyp	Prototyp	industriell
Transformatorphasen	1	3	1
Transformator kern	planar	klassisch	planar
Transformatorwicklung	HF-Litze	Folie/ HF-Litze	leiterplatten- integriert
Ausgangsseitige Glättungsdrossel	-	-	✓
Drossel in Serie zum Transformator	✓	✓	-
Ausgangsstrom pro Modul	182 A	179 A	≈ 110 A
Sekundärseitige Transistoren pro 110 A Ausgangsstrom: n_{Tr}	17,7	13,4	≈ 4 - 6
FOM der sekundärseitigen Transistoren: $(n_{Tr}U_{Br})/R_{DS,on}$	430 kV/Ω	843 kV/Ω	≈ 200 - 300 kV/Ω

des Transformators an die Leistungsplatine aufwendiger. Die DAB-Bordnetzwandler benötigen keine ausgangsseitige Glättungsdrossel. Allerdings werden in den DAB-Prototypen zusätzliche Drosseln in Serie zum Transformator verbaut, die den Bau-raumvorteil reduzieren.

Ein weiterer signifikanter Unterschied zwischen den Wandlerkonzepten ergibt sich bei der Realisierung der sekundärseitigen Gleichrichter. Die Sekundärseite des Serienwandlers kann mit 4 bis 6 Transistoren realisiert werden. Die beiden DAB-Wandlerprototypen nutzen hingegen eine Parallelschaltung zahlreicher Transistoren pro sekundärseitigem Schaltelement, um eine Verlustreduktion und eine verbesserte Entwärmung zu erreichen. Auf den Ausgangsstrom normiert werden in den DAB-Prototypen zwischen 13,4 und 17,7 sekundärseitige Transistoren eingesetzt. Neben dem benötigten Platz für die Transistoren beeinflusst dies auch die Kosten. Für eine Kostenabschätzung der Halbleiter ist zusätzlich zur Anzahl der Transistoren auch ihre Chipfläche relevant. Die Chipfläche wird in typischen Datenblättern nicht angegeben und muss daher anhand grundlegender Technologiezusammenhänge abgeschätzt werden. Einerseits hängt die Chipfläche in erster Näherung antiproportional vom Durchlasswiderstand $R_{DS,on}$ ab. Andererseits wächst die Chipfläche mit der benötigten Durchbruchspannung des Transistors. Moderne Silizium-Superjunction-Transistoren erreichen im betrachteten Spannungsbereich zwischen $U_{Br} = 40\text{ V}$ und $U_{Br} = 100\text{ V}$ ein näherungsweise lineares Wachstum der

Tab. 2.2: Typische Spannungs- und Leistungsanforderungen an einen Bordnetz-wandler mit 400-V-Traktionsbatterie [7]–[10]

Parameter	Bereich
Eingangsspannung	250 V – 450 V
Ausgangsspannung	10 V – 15 V
Ausgangsstrom	100 A – 230 A
Nennleistung	1,4 kW – 3,2 kW

Chipfläche in Abhängigkeit von der Durchbruchspannung U_{Br} [24], [25]. Für den Vergleich des sekundärseitigen Transistoraufwands wird basierend auf diesen Abhängigkeiten eine Gütezahl (FOM) bestimmt, die sich näherungsweise proportional zur eingesetzten Chipfläche verhält:

$$\text{FOM} = (n_T U_{Br}) / R_{DS,on} \quad (2.1)$$

Für die DAB-Wandler liegt die gesamte, sekundärseitige Chipfläche bei einer FOM von 430 kV/ Ω bis 843 kV/ Ω deutlich oberhalb der Chipfläche des Serienwandlers mit etwa 250 kV/ Ω .

Die DAB-Prototypen erreichen noch nicht das Kosten- und Bauraumniveau der industriellen Serienwandler. Durch einen komplexen Wandleraufbau, zusätzliche Komponenten und einen hohen Chipbedarf können die DAB-Prototypen die potentiellen Vorteile der einfachen Wandlerstruktur bisher nicht realisieren (vgl. Tab. 2.1). Ein abschließender Vergleich zwischen den Wandlerkonzepten unter Berücksichtigung des in dieser Arbeit entwickelten Bordnetzwandlers wird in Kapitel 8 gezeigt.

2.2 Funktionsweise von Bordnetzwandlern

Der Bordnetzwandler versorgt als DC-DC-Wandler das 12-V-Bordnetz des Fahrzeugs aus der Traktionsbatterie. Um einen Berührungsschutz gegenüber der Traktionsbatterie zu gewährleisten, wird der Wandler galvanisch getrennt ausgeführt [8]–[10]. Die Anforderungen an die Leistung und die Spannungsbereiche des Bordnetzwandlers sind in Tab. 2.2 zusammengefasst [7]–[10]. Für die Konvertierung der Gleichspannung sind zahlreiche verschiedene DC-DC-Wandler-Topologien einsetzbar [17], [26]. In der industriellen Serienfertigung werden aufgrund des hohen Tiefsetzverhältnisses und des hohen Ausgangsstroms häufig Wandler aus der Klasse der Phase-Shifted-Full-Bridge-Wandler (z.B. *TDK*, *Bosch*) oder der Resonanzwandler (z.B.

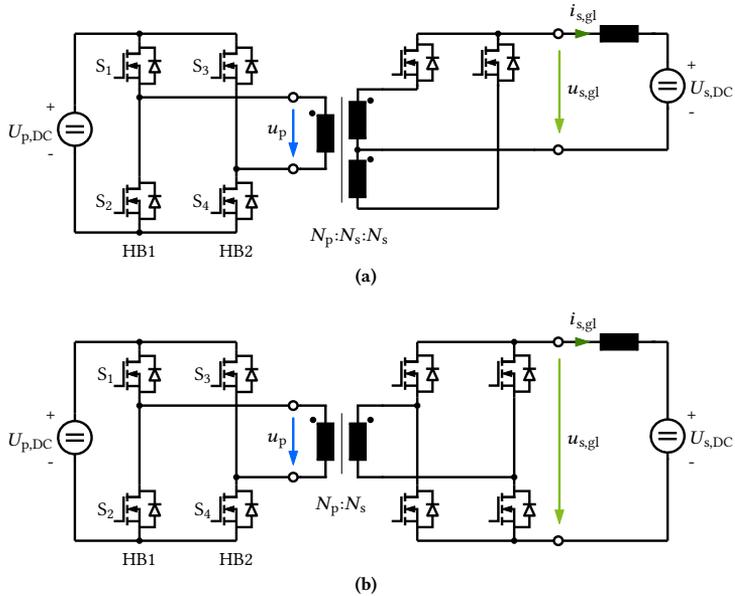


Abb. 2.3: Schaltbild des PSFB-Wandlers (a) sekundärseitige Mittelanzapfung (b) sekundärseitige Vollbrückengleichrichtung

Tesla, Brusa) eingesetzt [9], [14], [27]. In der Anwendung als Bordnetzwandler erreichen beide Wandlertopologien vergleichbare Leistungsdichten und Effizienzen. Aufgrund der weiten Spannungsbereiche des Bordnetzwandlers ist die Designkomplexität für einen Resonanzwandler jedoch deutlich höher. In dieser Arbeit wird daher exemplarisch für den industriellen Stand der Technik der Phase-Shifted-Full-Bridge-Wandler berücksichtigt. Eine vielversprechende Alternative stellt der Dual-Active-Bridge-Wandler dar. Die Struktur des DAB-Wandlers mit nur einer magnetischen Komponente ermöglicht potentiell eine weitere Vereinfachung des Wandleraufbaus. In diesem Abschnitt werden die Funktionsweise eines industriellen PSFB-Wandlers und die des DAB-Wandlers vorgestellt.

2.2.1 Phase-Shifted-Full-Bridge-Wandler

Der PSFB-Wandler ist aufgrund seines einfachen Funktionsprinzips eine beliebte Topologie für den Einsatz in industriellen Bordnetzwandlern. Das vereinfachte Schaltbild des PSFB-Wandlers ist in Abb. 2.3 für zwei typische Varianten gezeigt [28]–[32]. Namensgebend für die Topologie ist die primärseitige Vollbrücke, die mit einer

Tab. 2.3: Vergleich der Transformator- und Gleichrichterbelastung des PSFB-Wandlers für Mittelanzapfung und Vollbrückengleichrichtung

	Mittelanzapfung	Vollbrücken- gleichrichtung
sekundärseitige Windungen	$2N_s$	N_s
sekundärseitiger Effektivstrom pro Windung	$\frac{1}{\sqrt{2}}I_s$	I_s
Rückwärtsspannung der Gleich- richterschaltenelemente (ideal)	$2U_{p,DC} \frac{N_s}{N_p}$	$U_{p,DC} \frac{N_s}{N_p}$

Phase-Shift-Ansteuerung betrieben wird. Ein Transformator mit hohem Windungszahlverhältnis übersetzt die hohe Eingangsspannung auf das niedrige Ausgangsspannungsniveau. Der Unterschied zwischen den beiden dargestellten Varianten des PSFB-Wandlers ergibt sich aus der sekundärseitigen Gleichrichtung der Transformatorspannung. In Abb. 2.3(a) wird ein Transformator mit Mittelanzapfung eingesetzt. Die positive und negative Halbwelle der Transformatorspannung können so mit jeweils einem Schaltelement gleichgerichtet werden. In Abb. 2.3(b) wird auf die Mittelanzapfung des Transformators verzichtet. Für die sekundärseitige Gleichrichtung der Transformatorspannung wird daher eine Vollbrücke eingesetzt. Die gleichgerichtete Spannung wird am Ausgang mit einer Glättungsdrossel gefiltert. Beide Varianten funktionieren elektrisch äquivalent. Lediglich die Bauteilbelastungen des Transformators und der Schaltelemente unterscheiden sich (vgl. Tab. 2.3).

Ansteuerung und Leistungsübertragung

Die resultierenden Spannungs- und Stromverläufe des PSFB-Wandlers wird in Abb. 2.4 gezeigt. Die Schalter der primärseitigen Vollbrücke werden mit jeweils 50 % Tastgrad angesteuert, so dass sich eine symmetrische primärseitige Transformatorspannung u_p ergibt. Die Pulsbreite α wird dabei durch eine zeitliche Verschiebung der Schaltzeitpunkte (Phase-Shift) der beiden Halbbrücken HB1 und HB2 zueinander eingestellt (vgl. Abb. 2.5). Die Transformatorspannung u_p wird mit dem Windungszahlverhältnis n des Transformators auf die Sekundärseite übersetzt und dort zur Spannung $u_{s,gl}$ gleichgerichtet. Für den Ausgangsstrom $i_{s,gl}$ in der Glättungsdrossel resultiert eine Aufladephase innerhalb der Pulsbreite α und eine Entladephase mit der Pulsbreite $\pi - \alpha$. Die Ausgangsspannung ergibt sich im kontinuierlichen Betrieb (CCM) und unter Vernachlässigung von parasitären Effekten zu:

$$U_{s,DC} = \frac{\alpha}{n\pi} U_{p,DC} \quad (2.2)$$

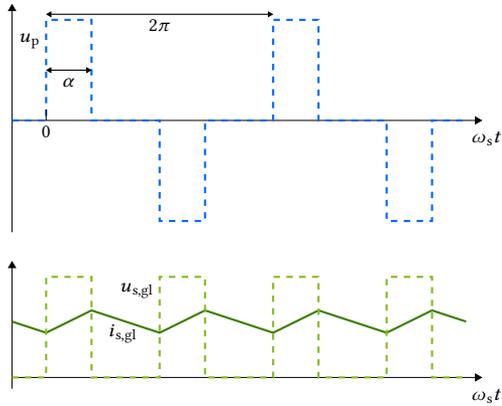


Abb. 2.4: Spannungs- und Stromverläufe des PSFB-Wandlers

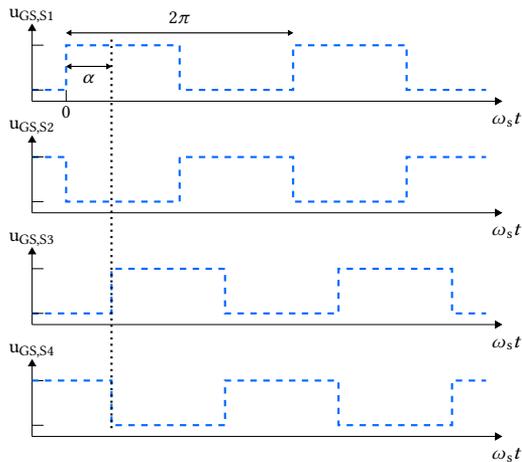


Abb. 2.5: Gatesteuersignale der primärseitigen Vollbrücke des PSFB-Wandlers unter Vernachlässigung von Totzeiten

Die Übertragungsfunktion des Wandlers entspricht prinzipiell der eines Tiefsetzstellers. Aus der Transformatorübersetzung ergibt sich ein zusätzliches, festes Tiefsetzverhältnis $1/n$. Grundlegende systemische Zusammenhänge sowie die Reglerauslegung können daher häufig auf Modelle des Tiefsetzstellers zurückgeführt werden. Dies vereinfacht das Systemverständnis und verringert die Komplexität in der Industrialisierung des Wandlers.

Gleichrichter und Sperrspannung

Der sekundärseitige Gleichrichter des PSFB-Wandlers ist in Abb. 2.3 mit aktiven Schaltelementen ausgeführt. Alternativ werden in einigen Wandlern auch Dioden mit hoher Stromtragfähigkeit eingesetzt, um den Ansteuer Aufwand zu reduzieren. Dies erhöht allerdings die Verluste des Gleichrichters. Die Sperrspannung der Gleichrichterelemente wird mit etwa 60 V bis 120 V typischerweise viel höher als die Ausgangsspannung gewählt [14], [15]. Die benötigte Sperrspannung hängt über das Übersetzungsverhältnis sowohl vom Eingangs- als auch vom Ausgangsspannungsbereich ab. Das Übersetzungsverhältnis des Transformators muss dabei so gewählt werden, dass die Tiefsetzstellerbedingung $U_{p,DC} > nU_{s,DC}$ im gesamten Eingangsspannungsbereich erfüllt wird. Das maximale Übersetzungsverhältnis beträgt daher:

$$n_{\max} = \frac{U_{p,DC,\min}}{U_{s,DC,\max}} \quad (2.3)$$

Die primärseitige Transformatorspannung wird mit dem Übersetzungsverhältnis auf die Sekundärseite übertragen. Für die minimale Sperrspannung der sekundärseitigen Schaltelemente in Vollbrückenkonfiguration ergibt sich bei idealisierter Betrachtung:

$$U_{Br,\min} = \frac{U_{s,DC,\max}}{U_{p,DC,\min}} U_{p,DC,\max} \quad (2.4)$$

Zusätzlich erhöhen nicht-ideale Überspannungen die Anforderungen an die Sperrspannung. Diese entstehen in den Schaltmomenten des Gleichrichters und resultieren aus dem Schwingkreis zwischen der Streuinduktivität des Transformators und den Sperrschichtkapazitäten des Gleichrichters. Zur Reduktion der Überspannung werden typischerweise passive oder aktive Snubber-Schaltungen eingesetzt [14], [15], [33].

Weiches Einschalten (ZVS)

Die Schaltfrequenz industrieller PSFB-Bordnetzwandler wird typischerweise im Bereich um 100 kHz gewählt [14], [15]. Dies stellt einen Kompromiss aus der Verringerung des magnetischen Kernvolumens von Transformator und Ausgangsspule, Wirbelstromeffekten und dem EMV-Verhalten des Wandlers dar. Zur Vermeidung hoher Schaltverluste wird ein weiches Einschalten (ZVS) der primärseitigen Transistoren angestrebt. Das weiche Schalten hängt im PSFB-Wandler direkt von der Energie ab, die in der Streuinduktivität des Transformators gespeichert ist [34]. Die Energie ist jedoch stark lastabhängig, so dass bei geringem Ausgangsstrom kein weiches Einschalten erreicht wird. Für eine Verbesserung des weichen Einschaltens können jedoch Zusatzmaßnahmen implementiert werden. Einerseits kann der

weichschaltende Strom durch primärseitige Hilfsinduktivitäten oder eine Anpassung der Transformatorstruktur erhöht werden [28], [35]–[37]. Andererseits kann die Restwelligkeit des Stroms der sekundärseitigen Glättungsrossel durch eine veränderte Ansteuerung ausgenutzt werden [33], [38], [39]. Durch diese Maßnahmen kann ein vollständig weiches Einschalten (ZVS) im gesamten Betriebsbereich erreicht werden.

Rückwärtsbetrieb

Zusätzlich soll der Bordnetzwandler in Zukunft auch in Rückwärtsrichtung betrieben werden. Der Zwischenkreis des Traktionsnetzes soll vor dem Zuschalten der Traktionsbatterie aus der 12-V-Batterie vorgeladen werden (vgl. Kapitel 1). Im Rückwärtsbetrieb ergeben sich für den PSFB-Wandler zwei unterschiedliche Betriebsmodi oberhalb und unterhalb der Tiefsetzstellerbedingung. Oberhalb der Tiefsetzstellerbedingung für $U_{p,DC} > nU_{s,DC}$ kann der Wandler analog zum synchronen Tiefsetzsteller kontrolliert in Rückwärtsrichtung betrieben werden. Durch eine Anpassung der primärseitigen Ansteuerung wird eine mit dem Vorwärtsbetrieb vergleichbare Bauteilbelastung erreicht [40]. Unterhalb der Tiefsetzstellerbedingung für $U_{p,DC} < nU_{s,DC}$ kann der Stromfluss von der Sekundärseite auf die Primärseite jedoch nur durch ein Öffnen aller sekundärseitigen Schalter unterbrochen werden. Die in der Glättungsrossel gespeicherte Energie erzeugt in diesem Schaltmoment eine hohe Überspannung an den sekundärseitigen Schaltern bis hin zum Durchbruch (Avalanche). Ein kontrollierter Vorladevorgang des Traktionsnetzes kann daher nur unter Einführung weiterer Schaltungsmaßnahmen zur Begrenzung der Überspannung ermöglicht werden [41].

2.2.2 Dual-Active-Bridge-Wandler

Der DAB-Wandler stellt aufgrund seiner einfachen Wandlerstruktur mit nur einer magnetischen Komponente eine vielversprechende Alternative für den Einsatz als Bordnetzwandler dar. Der Fokus liegt in dieser Arbeit auf der in Abb. 2.6 gezeigten einphasigen Realisierung des DAB-Wandlers [42], [43]. Die dreiphasige Variante des Wandlers erreicht in der Anwendung als Bordnetzwandler wegen des weiten Eingangsspannungsbereichs keinen zusätzlichen Vorteil gegenüber der einfacheren einphasigen Implementierung [18]. Im einphasigen DAB-Wandler wird jeweils eine primär- und sekundärseitige Vollbrücke zur Wechsel- bzw. Gleichrichtung der Transformatorspannung eingesetzt. Die Sperrspannung der Transistoren ergibt sich direkt aus der jeweiligen Eingangsspannung. Für die Kopplung zwischen der Primärseite und der Sekundärseite wird ein Transformator eingesetzt.

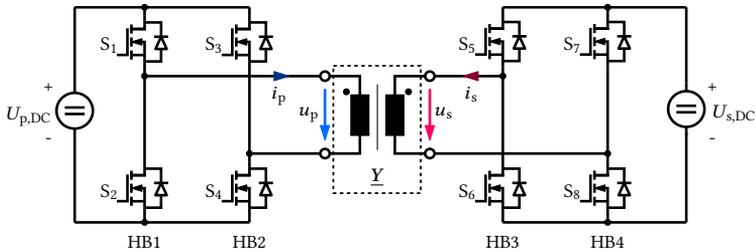


Abb. 2.6: Schaltbild des einphasigen DAB-Wandlers

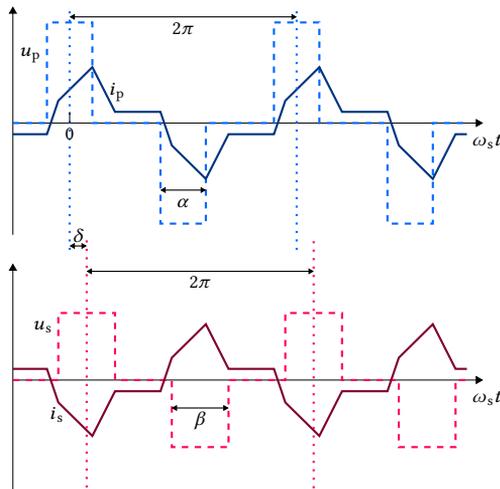


Abb. 2.7: Transformatorspannungen und -ströme des DAB-Wandlers mit 3-Level-Modulation

Ansteuerung

In Abb. 2.7 werden die Spannungs- und Stromverläufe des DAB-Wandlers für einen exemplarischen Arbeitspunkt gezeigt. Die Vollbrücken werden basierend auf einer 3-Level-Modulation (Triple-Phase-Shift) mit den Parametern α , β und δ angesteuert [44], [45]. Diese bietet die größtmögliche Flexibilität für die Optimierung der Transformatorströme [46]–[48]. Klassische Ansteuerungsverfahren wie die 2-Level-Modulation (SPS) oder die Dual-Phase-Shift-Modulation (DPS) können als Spezialfall der 3-Level-Modulation betrachtet werden, für die gilt: $\alpha = \pi$ und/oder $\beta = \pi$. Die Schalter der Vollbrücken werden jeweils mit 50 % Tastgrad angesteuert, so dass sich symmetrische Transformatorspannungen u_p und u_s ergeben. Für die Einstellung der

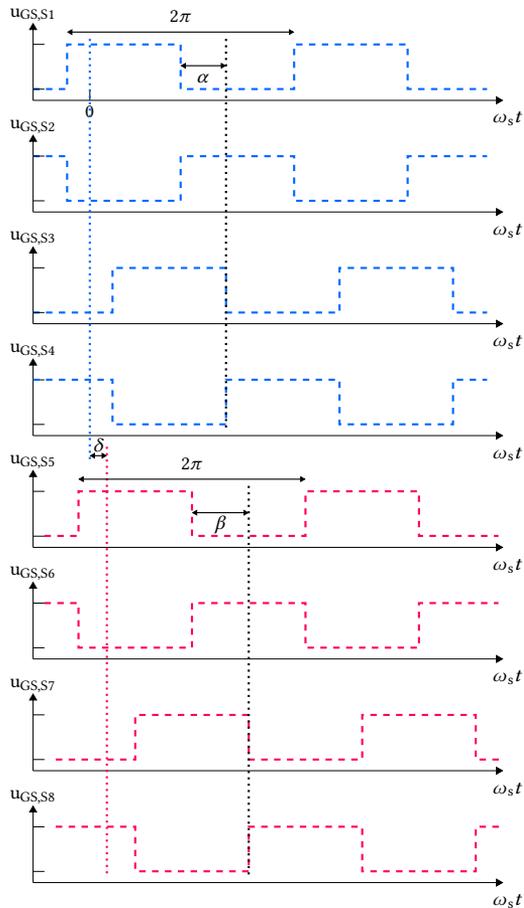


Abb. 2.8: Gatesteuersignale des DAB-Wandlers unter Vernachlässigung von Totzeiten

Pulsbreite α werden die Schaltzeitpunkte der primärseitigen Halbrücken HB1 und HB2 gegeneinander verschoben (vgl. Abb. 2.8). Analog wird die Pulsbreite β auf der Sekundärseite mit den Halbrücken HB3 und HB4 gestellt. Der Parameter δ ergibt sich aus der Verschiebung aller sekundärseitigen Schaltzeitpunkte gegenüber denen der Primärseite. Aus Symmetriegründen wird der Parameter δ mittenzentriert zu den Pulsbreiten α und β gewählt. Die Leistungsübertragung des Wandlers wird im Wesentlichen durch diese Verschiebung δ eingestellt [49].

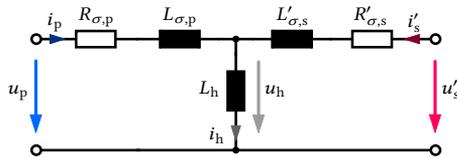


Abb. 2.9: Primärseitig bezogenes Ersatzschaltbild des Transformators

Transformator

Die resultierenden Stromverläufe des DAB-Wandlers werden neben der Ansteuerung auch von den Transformatorparametern beeinflusst. Abbildung 2.9 zeigt das Ersatzschaltbild des Transformators, das die Streuinduktivitäten L_{σ} , die Hauptinduktivität L_h sowie die Wicklungswiderstände R_{σ} umfasst. Für eine vereinfachte Analyse der Wandlerströme werden alle Transformatorgrößen primärseitig bezogen. Mit dem Windungszahlverhältnis n ergeben sich für die primärseitig bezogenen Größen:

$$u'_s(t) = nu_s(t) \quad (2.5)$$

$$i'_s(t) = \frac{1}{n} i_s(t) \quad (2.6)$$

$$L'_{\sigma,s} = n^2 L_{\sigma,s} \quad (2.7)$$

$$R'_{\sigma,s} = n^2 R_{\sigma,s} \quad (2.8)$$

Im DAB-Wandler wird ein Transformator mit erhöhter Längsinduktivität eingesetzt, um die Stromsteilheit im Wandler zu begrenzen. Für die Begrenzung der Stromsteilheit sind dabei insbesondere die Induktivitäten wirksam, die im Pfad zwischen der Primär- und der Sekundärseite liegen. Für das Transformatorersatzschaltbild aus Abb. 2.9 gilt:

$$L_{\text{laengs}} = L_{\sigma,p} + L'_{\sigma,s} \quad (2.9)$$

Der Einfluss der einzelnen Transformatorparameter auf die Stromverläufe wird in Kapitel 6 detailliert diskutiert.

Stromverläufe

Zur Veranschaulichung der Stromverläufe wird hier vereinfachend ein Transformator mit idealer Kopplung ($L_h \rightarrow \infty$) und ohne Verluste ($R_{\sigma} = 0$) angenommen. Die Steigung des primärseitigen Transformatorstroms ergibt sich in diesem Fall direkt aus der Spannungsdifferenz zwischen der Primär- und Sekundärseite und der

Längsinduktivität des Koppelnetzwerks:

$$\frac{d i_p(t)}{d t} = \frac{u_p(t) - u'_s(t)}{L_{\text{laengs}}} \quad (2.10)$$

Die primär- und sekundärseitigen Transformatorspannungen beginnen in Abb. 2.7 jeweils im Freilauf mit $u_p = u'_s = 0$. Der Transformatorstrom i_p bleibt in dieser Phase bei seinem Ausgangswert. Im zweiten Schritt wird durch das Umschalten einer primärseitigen Halbbrücke eine positive primärseitige Transformatorspannung u_p gestellt. Der Transformatorstrom i_p steigt stark an, da die gesamte primärseitige Spannung über der Längsinduktivität angelegt wird. In der dritten Phase wird auch sekundärseitig eine positive Transformatorspannung gestellt. In diesem Beispiel ist die primärseitige Spannung größer als die sekundärseitige Spannung ($U_{p,DC} > U'_{s,DC}$), so dass der Transformatorstrom i_p weiter ansteigt. Die Steigung wird durch die sekundärseitige Gegenspannung jedoch deutlich reduziert. In der vierten Phase wird primärseitig zurück in den Freilauf geschaltet. Die sekundärseitige Gegenspannung u'_s führt zu einem starken Abfall des primärseitigen Transformatorstroms i_p . Abschließend wird auch die Sekundärseite zurück in den Freilauf geschaltet und der Ablauf symmetrisch für die negative Halbwelle der Transformatorspannung wiederholt.

Leistungsübertragung und weiches Einschalten (ZVS)

Das vorzeitige Umschalten der Primärseite ($\delta > 0$) führt zu einem überwiegend positiven Transformatorstrom i_p in der positiven Halbwelle. Es findet ein Leistungstransfer von der Primär- zur Sekundärseite statt. Analog lässt sich durch ein vorzeitiges Umschalten der Sekundärseite ($\delta < 0$) ein Leistungstransfer von der Sekundärseite zur Primärseite einstellen. Die Pulsbreiten α und β werden für eine Reduktion von Blindströmen und das Erreichen des weichen Einschaltens (ZVS) genutzt. Im hier gezeigten exemplarischen Arbeitspunkt wurde die primärseitige Pulsbreite α deutlich kleiner gewählt als die sekundärseitige Pulsbreite β . Der Pulsbreitenunterschied kompensiert teilweise den Spannungsunterschied zwischen der primärseitigen Spannung $U_{p,DC}$ und der primärseitig bezogenen sekundärseitigen Spannung $U'_{s,DC}$. Dadurch wird der Freilaufstrom, der nicht zur Leistungsübertragung beiträgt, verringert und die Verluste werden reduziert. Zusätzlich werden die primärseitigen Transistoren für eine Reduktion der Schaltverluste in allen Schaltvorgängen weich eingeschaltet (ZVS). Aufgrund der symmetrischen Wandlerstruktur und der flexiblen Modulation kann das weiche Einschalten der primärseitigen Transistoren sowohl im Vorwärts- als auch im Rückwärtsbetrieb im gesamten Betriebsbereich realisiert werden [50]–[52].

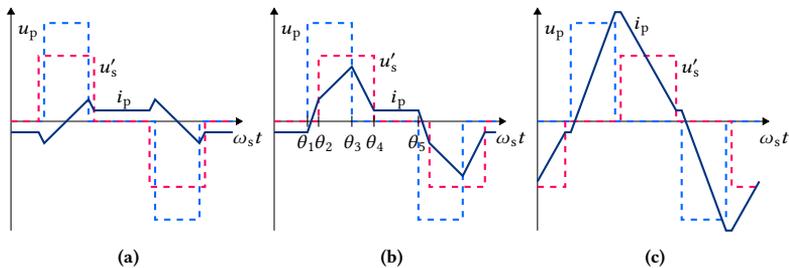


Abb. 2.10: Exemplarische Schaltmuster des DAB-Wandlers ($\alpha = 0,4\pi$, $\beta = 0,5\pi$)
 (a) Schaltreihenfolge 1 (b) Schaltreihenfolge 2 (c) Schaltreihenfolge 3

2.3 Modellbildung für Dual-Active-Bridge-Wandler

Für die Auslegung und Optimierung eines DAB-Bordnetzwandlers muss zunächst das Wandlerverhalten in Abhängigkeit von den Wandlerparametern und der Ansteuerung modelliert werden. Die Modellierungsansätze für den DAB-Wandler können dabei in zwei Kategorien eingeteilt werden. Einerseits werden vereinfachte Modelle entwickelt, die auf einer Mittelwertbildung oder einer Betrachtung der Grundwelle (1. Harmonische) des Systems basieren [44], [53]–[57]. Im Transformatorersatzschaltbild (vgl. Abb. 2.9) wird typischerweise die Hauptinduktivität vernachlässigt und ausschließlich die Streuinduktivität L_σ berücksichtigt. Diese Modelle ermöglichen einen Einblick in grundlegende Zusammenhänge des DAB-Wandlers und werden häufig in der Reglerentwicklung eingesetzt.

Andererseits werden sehr detaillierte Modelle entwickelt, die für eine optimale Wandlerauslegung eingesetzt werden. Durch eine detaillierte Analyse der Transformatorstromverläufe kann die Leistungsübertragung und das weichschaltende Verhalten (ZVS) des Wandlers präzise vorhergesagt werden. Die erweiterten Modelle berücksichtigen für die genauen Stromverläufe zusätzlich den Magnetisierungsstrom und Wicklungswiderstände des Transformators [17], [58], [59]. Die folgenden zwei Abschnitte stellen zwei dieser erweiterten Wandlermodelle vor.

2.3.1 Abschnittsweise Analyse im Zeitbereich

Ein klassischer Modellierungsansatz mit anschaulicher Herleitung ist die abschnittsweise Analyse des DAB-Wandlers im Zeitbereich [17]. In Abb. 2.10 sind beispielhaft drei verschiedene Schaltmuster des Wandlers für konstante Pulsbreiten $\alpha = 0,4\pi$

und $\beta = 0,5 \pi$ dargestellt. Abhängig von der Verschiebung δ ergibt sich eine unterschiedliche Abfolge von Zustandskombinationen der primär- und sekundärseitigen Transformatorspannungen. Für den Betriebspunkt aus Abb. 2.10(b) ergeben sich in der positiven Halbwelle vier unterschiedliche Zustandskombinationen:

$$\text{für } \theta_1 < \omega_s t < \theta_2: \quad u_p = U_{p,DC}, \quad u'_s = 0 \quad (2.11)$$

$$\text{für } \theta_2 < \omega_s t < \theta_3: \quad u_p = U_{p,DC}, \quad u'_s = U'_{s,DC} \quad (2.12)$$

$$\text{für } \theta_3 < \omega_s t < \theta_4: \quad u_p = 0, \quad u'_s = U'_{s,DC} \quad (2.13)$$

$$\text{für } \theta_4 < \omega_s t < \theta_5: \quad u_p = 0, \quad u'_s = 0 \quad (2.14)$$

Die Transformatorspannungen zwischen den Schaltzeitpunkten sind konstant, da die Eingangsspannungen $U_{p,DC}$ und $U_{s,DC}$ des Wandlers² als ideal angenommen werden.

Differentialgleichungssystem für Transformatorströme

Die Transformatorströme werden in diesem Ansatz zunächst für jede Zustandskombination einzeln analysiert und nachfolgend über die Anfangsbedingungen an den Zustandsübergängen zusammengesetzt. Für die negative Halbwelle ergibt sich dabei aus Symmetriegründen eine analoge Schaltreihenfolge mit invertiertem Transformatorstrom. Das Differentialgleichungssystem unter Einbeziehung der Wicklungsverluste und des Magnetisierungsstroms aus dem Transformatorersatzschaltbild in Abb. 2.9 ergibt sich zu:

$$\frac{d i_p(t)}{d t} = \frac{1}{L_{\sigma,p}} (u_p(t) - i_p(t) R_{\sigma,p} - u_h(t)) \quad (2.15)$$

$$\frac{d i'_s(t)}{d t} = \frac{1}{L'_{\sigma,s}} (u'_s(t) - i'_s(t) R'_{\sigma,s} - u_h(t)) \quad (2.16)$$

$$\frac{d i_h(t)}{d t} = \frac{d i_p(t)}{d t} + \frac{d i'_s(t)}{d t} = \frac{1}{L_h} u_h(t) \quad (2.17)$$

Das Differentialgleichungssystem kann durch eine Vernachlässigung der Wicklungs-widerstände in Termen höherer Ordnung (≥ 2 . Ordnung) auf drei Differentialgleichungen erster Ordnung zurückgeführt werden [17]. Für typische DAB-Wandler resultiert trotz dieser Vereinfachung ein präzises analytisches Modell der Transformatorstromverläufe, da die Terme höherer Ordnung aufgrund der hohen Effizienz des

²Aufgrund der symmetrischen Struktur des DAB-Wandlers ist eine Unterscheidung zwischen Wandler-eingang und -ausgang nicht eindeutig. Bei der Wandlermodellierung wird daher zwischen primär- und sekundärseitigem Wandler-eingang unterschieden.

Wandlers nur geringen Einfluss haben. Alternativ kann das Differentialgleichungssystem mit hoher Genauigkeit direkt numerisch gelöst werden [60].

Identifikation der optimalen Schaltreihenfolge

Die in Gleichung (2.11) - (2.14) beschriebenen Randbedingungen zur Lösung des Differentialgleichungssystems sind nur für die betrachtete Schaltreihenfolge aus Abb. 2.10(b) gültig. Insgesamt können durch eine Variation der Ansteuerparameter α, β und δ zwölf Schaltreihenfolgen mit unterschiedlichen Randbedingungen generiert werden, von denen bis zu sechs in der praktischen Anwendung relevant sind [17]. Bei der Optimierung der Ansteuerparameter soll stets die optimale Schaltreihenfolge für den momentanen Arbeitspunkt gewählt werden. Für den hier beschriebenen, klassischen Ansatz der abschnittswisen Analyse muss das Differentialgleichungssystem daher zunächst mehrfach für die unterschiedlichen Schaltreihenfolgen gelöst und dann miteinander verglichen werden.

Vereinfachung durch Superposition

In der Folge wurde ein verallgemeinertes Zeitbereichsmodell des Wandlers entwickelt, das auf dem Superpositionsprinzip basiert [61]. Die Linearität des Transformatorersatzschaltbilds erlaubt es, die Transformatorströme für jede der vier Halbbrückenspannungen einzeln zu ermitteln und anschließend zu überlagern. Für die phasenrichtige Überlagerung der Ströme muss die Verschiebung der Halbbrückenspannungen zueinander aus den Ansteuerparametern α, β und δ ermittelt werden (vgl. Abb. 2.7). Die Lösung ist unabhängig von der eingesetzten Schaltreihenfolge und kann für alle Schaltreihenfolgen vereinheitlicht werden.

2.3.2 Erweiterte Analyse im Frequenzbereich

Ein alternativer Modellierungsansatz ergibt sich aus der Analyse des DAB-Wandlers im Frequenzbereich. Beispielhaft ist in Abb. 2.11 gezeigt, wie sich der Transformatorstrom aus einzelnen Harmonischen zusammensetzt. Auch dieser Ansatz basiert auf dem Superpositionsprinzip und ist damit unabhängig von der eingesetzten Schaltreihenfolge. Im Vergleich zur analytischen Lösung im Zeitbereich können jedoch zusätzliche nicht-ideale Effekte mit geringem Aufwand in die Analyse integriert werden. Einerseits ermöglicht der Ansatz die einfache Modellierung parasitärer Resonanzen im Transformator aufgrund verteilter Induktivitäten und parasitärer Wicklungskapazitäten [62]. Der größte Vorteil ergibt sich jedoch für die Modellierung

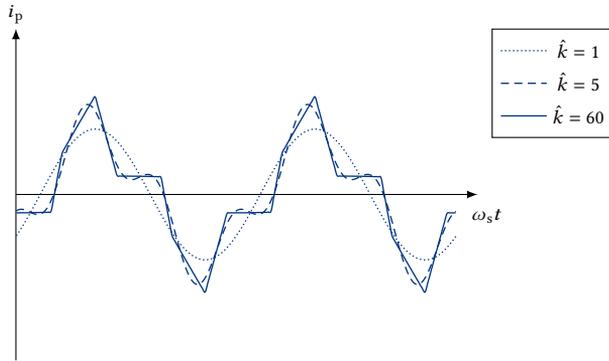


Abb. 2.11: Frequenzanalyse des primärseitigen Transformatorstroms für eine unterschiedliche Anzahl von Harmonischen

frequenzabhängiger Transformatoreigenschaften, wie beispielsweise des Wicklungswiderstands. Die Frequenzabhängigkeit kann direkt in der Analyse der jeweiligen Harmonischen berücksichtigt werden [59].

Die hier vorgestellte Analyse basiert auf dem von J. Riedel et al. vorgestellten Vorgehen und besteht aus vier wesentlichen Schritten [59]. Zunächst werden die Schaltfunktionen der beiden Vollbrücken im Frequenzbereich beschrieben. Darauf aufbauend können die Transformatorspannungen im Frequenzbereich ermittelt werden. Die Transformatorspannungen werden daraufhin an die Admittanzmatrix des Transformators angelegt, um die Transformatorströme im Frequenzbereich zu bestimmen. Im letzten Schritt werden die Transformatorströme zurück in den Zeitbereich transformiert, um beispielsweise Schaltströme auszuwerten.

Fourierspektren der Schaltfunktionen

Die Schaltfunktionen der beiden Vollbrücken s_p und s_s ergeben sich direkt aus den Ansteuerparametern α , β und δ (vgl. Abb. 2.12):

$$s_p(\omega_s t) = \frac{f_{\text{rect}}(\omega_s t + \alpha/2) - f_{\text{rect}}(\omega_s t - \alpha/2)}{2} \quad (2.18)$$

$$s_s(\omega_s t) = \frac{f_{\text{rect}}(\omega_s t - \delta + \beta/2) - f_{\text{rect}}(\omega_s t - \delta - \beta/2)}{2} \quad (2.19)$$

Im Zeitbereich können die Schaltfunktionen der Primär- und Sekundärseite jeweils als Summe zweier verschobener Rechteckschwingungen dargestellt werden. Für die

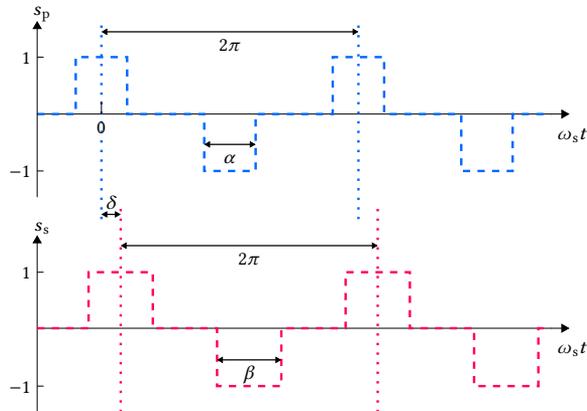


Abb. 2.12: Schaltfunktion der primär- und sekundärseitigen Vollbrücke

Frequenzbereichsanalyse sollen die Schaltfunktionen als Fourierreihe ausgedrückt werden:

$$s(\omega_s t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \underline{S}(k) e^{jk\omega_s t} \quad (2.20)$$

Hierfür müssen die komplexen Fourierkoeffizienten der Schaltfunktionen bestimmt werden. Diese werden aus der Summe der Fourierkoeffizienten beider Rechteckschwingungen ermittelt. Die Fourierreihe einer symmetrischen Rechteckschwingung ist bekannt [63]:

$$f_{\text{rect}}(\omega_s t) = \frac{4}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sin((2m-1)\omega_s t)}{2m-1} \quad (2.21)$$

Die komplexen Fourierkoeffizienten der Rechteckschwingung können durch Vergleich bestimmt werden:

$$\underline{F}_{\text{rect}}(k) = \frac{2}{jk\pi} \quad , \text{ für ungerade } k \quad (2.22)$$

$$\underline{F}_{\text{rect}}(k) = 0 \quad , \text{ für gerade } k$$

Die Fourierkoeffizienten der beiden Schaltfunktionen ergeben sich aus der Überlagerung der Rechteckschwingungen zu:

$$\underline{S}_p(k) = \frac{e^{jk\frac{\alpha}{2}} - e^{-jk\frac{\alpha}{2}}}{jk\pi} \quad , \text{ für ungerade } k \quad (2.23)$$

$$\underline{S}_p(k) = 0 \quad , \text{ für gerade } k$$

$$\underline{S}_s(k) = \frac{e^{jk\left(-\delta+\frac{\beta}{2}\right)} - e^{jk\left(-\delta-\frac{\beta}{2}\right)}}{jk\pi} \quad , \text{ für ungerade } k \quad (2.24)$$

$$\underline{S}_s(k) = 0 \quad , \text{ für gerade } k$$

Fourierspektren der Transformatorspannungen

Die Darstellung der Schaltfunktionen im Frequenzbereich werden nun dazu genutzt, die Fourierspektren der Transformatorspannungen zu bestimmen. Diese ergeben sich aus der Faltung der Eingangsspannungen mit den Schaltfunktionen der Vollbrücken. Da die Eingangsspannungen $U_{p,DC}$ und $U_{s,DC}$ des Wandlers hier als ideal angenommen werden, weisen sie ausschließlich eine DC-Komponente auf. Die Faltung der Fourierspektren vereinfacht sich damit zu einer Multiplikation:

$$\underline{U}_p(k) = \underline{U}_{p,DC}(k) * \underline{S}_p(k) = U_{p,DC} \cdot \underline{S}_p(k) \quad (2.25)$$

$$\underline{U}_s(k) = \underline{U}_{s,DC}(k) * \underline{S}_s(k) = U_{s,DC} \cdot \underline{S}_s(k) \quad (2.26)$$

Fourierspektren der Transformatorströme

Aus den Transformatorspannungen sollen die Transformatorströme im Frequenzbereich bestimmt werden. Das lineare Ersatzschaltbild des Transformators kann hierfür durch eine Admittanzmatrix \underline{Y} beschrieben werden. Die Fourierspektren der Transformatorströme \underline{I}_p und \underline{I}_s ergeben sich mit der Admittanzmatrix des Transformators und den Transformatorspannungen zu:

$$\begin{pmatrix} \underline{I}_p(k) \\ \underline{I}_s(k) \end{pmatrix} = \underline{Y}(k) \cdot \begin{pmatrix} \underline{U}_p(k) \\ \underline{U}_s(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{Y}_{p,p}(k) & \underline{Y}_{p,s}(k) \\ \underline{Y}_{s,p}(k) & \underline{Y}_{s,s}(k) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{U}_p(k) \\ \underline{U}_s(k) \end{pmatrix} \quad (2.27)$$

Auf Basis dieser Analyse können die Fourierspektren der Transformatorströme für beliebige Ansteuerparameter α , β und δ bestimmt werden. Eine beispielhafte „MAT-LAB“-Implementierung der Analyse wird in Anhang A.5 gezeigt. Dort werden insbesondere auch die Elemente der Admittanzmatrix \underline{Y} für das Transformatorersatzschaltbild aus Abb. 2.9 ermittelt.

Transformatorströme im Zeitbereich

Die resultierenden Fourierspektren der Transformatorströme können analog zu Gleichung (2.20) zurück in den Zeitbereich transformiert werden. Von besonderem

Interesse ist hierbei die Auswertung der Transformatorströme zu den Schaltzeitpunkten, so dass das weiche Einschalten (ZVS) der Transistoren bewertet werden kann. Die Schaltströme der vier Halbbrücken ergeben sich aus der Rücktransformation zu:

$$i_p(\omega_s t = -\alpha/2) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \underline{I}_p(k) e^{-jk \frac{\alpha}{2}} \quad (2.28)$$

$$i_p(\omega_s t = \alpha/2) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \underline{I}_p(k) e^{jk \frac{\alpha}{2}} \quad (2.29)$$

$$i_s(\omega_s t = \delta - \beta/2) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \underline{I}_s(k) e^{jk \left(\delta - \frac{\beta}{2} \right)} \quad (2.30)$$

$$i_s(\omega_s t = \delta + \beta/2) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \underline{I}_s(k) e^{jk \left(\delta + \frac{\beta}{2} \right)} \quad (2.31)$$

Für die numerische Analyse muss die Anzahl der betrachteten Harmonischen endlich sein. Bei der Wahl der Grenzen muss eine Abwägung zwischen den Genauigkeits- und Geschwindigkeitsanforderungen der Berechnung getroffen werden. In dieser Arbeit wird für die Anzahl der Harmonischen mit $\hat{k} = 60$ eine hohe Modellgenauigkeit gewählt, um systematische Fehler in den Analysen zu vermeiden.

Erweiterung der Analyse auf die Eingangsströme

Auf Grundlage der Transformatorströme können zusätzlich auch die Eingangsströme des Wandlers bestimmt werden. Die Gleichrichtung der Transformatorströme durch die Vollbrücken werden durch die jeweilige Schaltfunktion beschrieben. Im Frequenzbereich entspricht die Gewichtung des Transformatorstroms mit der Schaltfunktion dabei einer Faltung. Die Fourierspektren der Eingangsströme ergeben sich damit zu:

$$\underline{I}_{p,DC}(k) = \underline{I}_p(k) * \underline{S}_p(k) \quad (2.32)$$

$$\underline{I}_{s,DC}(k) = \underline{I}_s(k) * \underline{S}_s(k) \quad (2.33)$$

Für die Bestimmung der primär- und sekundärseitigen Eingangsleistung des Wandlers werden die DC-Komponenten $I_{p,DC}$ und $I_{s,DC}$ der Eingangsströme benötigt. Diese werden durch eine Auswertung der Spektren für $k = 0$ bestimmt.

3 Planare Transformatoren mit hohem Windungszahlverhältnis

Das zentrale Element eines DAB-Wandlers ist der Transformator, der zahlreiche Funktionen erfüllt. Die magnetische Kopplung des Transformators ermöglicht eine galvanische Trennung zwischen der Primär- und der Sekundärseite des Wandlers. Das Windungszahlverhältnis des Transformators stellt das Übersetzungsverhältnis der Eingangsspannungen des Transformators ein [32]. Die Streuinduktivität des Transformators begrenzt den Stromanstieg im Wandler und verbessert so die Steuerbarkeit des Wandlers [42]. Die Hauptinduktivität des Transformators beeinflusst das weiche Einschalten (ZVS) der Schalter [43], [51], [52]. Eine detaillierte Analyse der Abhängigkeiten und die Auslegung der Parameter für einen experimentellen DAB-Wandler erfolgt in Kapitel 6.

Im DAB-Wandler wird der Transformator durch höhere sekundärseitige Blindstromanteile stärker als im PSFB-Wandler belastet. Vor diesem Hintergrund realisieren bisherige DAB-Bordnetzwandler den Transformator, wie in Kapitel 2 gezeigt, als gewickeltes Bauteil mit Einzelwicklungen aus Hochfrequenzlitze oder Kupferfolie [17], [18]. Der hohe Kupfereinsatz reduziert die Verlustdichte in den Wicklungen und ermöglicht verlustoptimierte Prototypen. Bordnetzrichter aus der industriellen Serienfertigung verwenden hingegen überwiegend planare, in die Leiterplatte integrierte Transformatorwicklungen [14], [15]. Ein beispielhafter planarer Transformatoraufbau ist in Abb. 3.1(a) gezeigt. Durch den Verzicht auf elektromechanische Verbinder und eine automatisierbare Herstellung können die Kosten des Transformators reduziert werden. Für den Einsatz im DAB-Wandler mit erhöhter Strombelastung benötigt der Transformator jedoch ein breites Wickelfenster mit hohem Kupferquerschnitt. Die Erwärmung der Wicklungen durch die erhöhten Verluste würde andernfalls die mechanische Stabilität der Leiterplatte gefährden. Daher sollen in diesem Kapitel Verbesserungen des Leiterplattenkühlpfads untersucht werden. In Abb. 3.1(b) ist ein solcher Transformatoraufbau mit zusätzlichen Kühlmaßnahmen gezeigt. Das

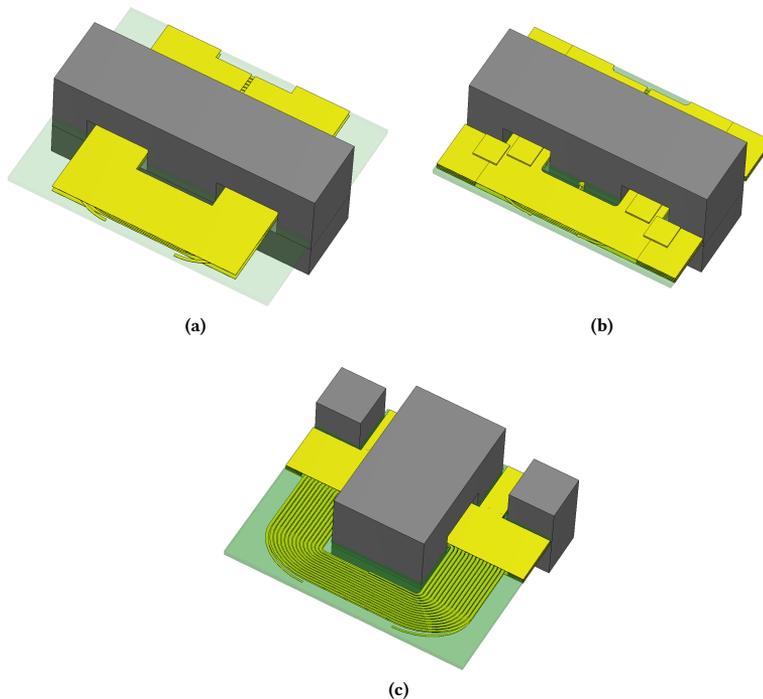


Abb. 3.1: Planare Transformatoren (a) konventioneller Aufbau (b) verbesserte Kühlung (c) Integration von Streuflussschenkeln

Wickelfenster des Transformators kann bei gleicher thermischer Belastung deutlich verkleinert werden, so dass insgesamt eine Verkleinerung des Transformators erreicht wird.

Die gezeigten planaren und gewickelten Transformatoren erreichen aufgrund ihrer kompakten, verschachtelten Wicklungsstruktur keine ausreichende Streuinduktivität für eine Begrenzung des Transformatorstromanstiegs (vgl. Abb. 2.2(a), Abb. 2.2(b) und Abb. 3.1(a)). Daher wird in den bisherigen DAB-Bordnetzwandlern eine zusätzliche Drossel zur Erhöhung der Induktivität eingesetzt [17], [18]. Die Drossel wird mit hohen AC-Strömen belastet. Die Drosselwicklung wird deshalb zur Reduktion von Wirbelstromverlusten mit HF-Litze ausgeführt. In dieser Arbeit soll analog zu den Bordnetzwandlern der industriellen Serienfertigung ein leiterplattenintegrierter Aufbau erreicht werden, in dem auf den Einsatz von HF-Litze verzichtet wird. Dafür werden in diesem Kapitel Konzepte untersucht, in denen die erhöhte

Längsinduktivität des DAB-Wandlers mit planaren, leiterplattenintegrierten Wicklungen realisiert wird. In Abb. 3.1(c) ist beispielhaft ein Transformator gezeigt, der die primär- und sekundärseitige Wicklung auftrennt und durch zusätzliche Streuflussschenkel die Streuinduktivität des Transformators stark erhöht.

Das Kapitel ist in zwei Abschnitte gegliedert, in denen ein planarer, leiterplattenintegrierter Transformator für den Einsatz im DAB-Bordnetzwandler optimiert werden soll. Durch eine Verbesserung des Kühlpfads wird in Abschnitt 3.1 zunächst eine Erhöhung der Leistungsdichte angestrebt. Basierend auf dem optimierten Design wird in Abschnitt 3.2 die Anpassung der Längsinduktivität untersucht. Insbesondere wird eine Realisierung als externe Drossel mit einer Integration in den Transformator verglichen. Da die exakte Belastung im finalen DAB-Bordnetzwandler noch nicht bekannt ist, werden die Konzepte anhand eines exemplarischen Testbetriebs verglichen. Die ermittelten thermischen Verbesserungen werden im finalen Wandlernaufbau zur Verkleinerung des Transformators genutzt.

3.1 Verbesserung der Entwärmung¹

Die Leistungsdichte des planaren Transformatoraufbaus ist direkt von seiner Stromtragfähigkeit abhängig. Die Stromtragfähigkeit der leiterplattenintegrierten Wicklungen ist insbesondere durch die Glasübergangstemperatur T_g des Trägermaterials der Leiterplatte begrenzt. Jenseits der Temperatur T_g verliert die Leiterplatte ihre Festigkeit, so dass sie durch Biegung oder Druck zerstört werden kann. Die Einhaltung der Leiterplattentemperatur wird typischerweise durch eine Optimierung der Wicklungsverluste erreicht. Dafür wird der Kupferquerschnitt der Wicklungen erhöht, indem wahlweise die Kupferdicke der PCB-Lagen oder die Anzahl der Lagen erhöht werden [21], [65]–[67]. Alternativ können in hochfrequenten Wandlern auch die Wirbelstromverluste reduziert werden. Dies wird durch einen verschachtelten Lagenaufbau der Primär- und Sekundärseite erreicht, für den die beiden Wicklungen möglichst abwechselnd auf den PCB-Lagen platziert werden [21], [68]. Außerdem haben auch die Lage des Luftspalts im Kern und die Transformatoranschlüsse einen signifikanten Einfluss auf die Wirbelstromverluste [69], [70]. Diese Maßnahmen sind durch den in Abb. 3.4(a) gezeigten Wicklungsaufbau bereits weitgehend ausgereizt oder führen direkt zu einer signifikanten Erhöhung der Kosten und sollen daher in diesem Kapitel nicht weiter betrachtet werden.

¹Inhalte dieses Abschnitts wurden im Rahmen eines Konferenzbeitrags veröffentlicht [64]. © IEEE 2019

Tab. 3.1: Designparameter für den planaren Transformator mit hohem Windungszahlverhältnis

n	N_p	N_s	$A_{\text{Kern,Trafo}}$	f_s	d_{Cu}	N_{Lagen}
30	30	1	225 mm ²	100 kHz	70 μm	4

Allerdings kann eine erhöhte Stromtragfähigkeit unter Einhaltung der maximalen Leiterplattentemperatur auch durch eine Verbesserung der Entwärmung der Transformatorwicklungen erreicht werden. Aufgrund der direkten thermischen Anbindung der Leiterplatte (PCB) an den Kühlkörper und der hohen primärseitigen Windungszahl reagiert die Leiterplattentemperatur besonders sensitiv auf Änderungen des Kühlpfads innerhalb der Leiterplatte. In diesem Abschnitt werden daher unterschiedliche Modifikationen des planaren Wicklungsaufbaus untersucht, die die Kühlung der Transformatorwicklungen verbessern sollen. Insbesondere wird der Einsatz zusätzlicher thermischer Vias und aufgelöteter Kupferplättchen zur Verbesserung der vertikalen und lateralen Wärmeleitung betrachtet.

Der Aufbau und die Verbindungstechnik (AVT) des in dieser Arbeit betrachteten Transformators ist in Abb. 3.2 gezeigt. Im E- und I-Kern bildet sich der magnetische Pfad des Transformators aus. Die planaren Wicklungen des Transformators sind als Teil der Leistungsplatine des Bordnetzwandlers ausgeführt, wobei hier nur der entsprechende Transformatorausschnitt der Leiterplatte gezeigt wird. Die Leiterplatte wird zur Kühlung auf einen Aluminiumkühlkörper montiert, auf den zur Verbesserung des thermischen Übergangs ein thermisch leitfähiges Gel (TIM) aufgetragen wird [14], [15]. Die Designparameter für die beispielhafte Realisierung sind in Tab. 3.1 zusammengefasst.

Die Geometrie des Transformator kernels hat einen hohen Einfluss auf die Stromtragfähigkeit der Wicklungen [66], [67]. Einerseits muss für eine Limitierung der Kernverluste die maximale Flussdichte des Kerns begrenzt werden [21], [71]. Für eine typische maximale Flussdichte von $\hat{B}_{\text{max}} = 200 \text{ mT}$ ergibt sich ein minimaler Kernquerschnitt von

$$A_{\text{Kern,Trafo,min}} = \frac{U_{\text{p,DC,max}}}{4N_p \hat{B}_{\text{max}} f_s} = 187,5 \text{ mm}^2 \quad (3.1)$$

Andererseits sollen durch ein breites und kurzes Wickelfenster die Wicklungsverluste und die Kühlung der Wicklung verbessert werden. Hier wird exemplarisch das planare Ferritkern-Set EI50/29/15 ausgewählt, das einen guten Kompromiss aus Kernquerschnitt und Wickelfenster bietet. In Abb. 3.3 sind die dominierenden

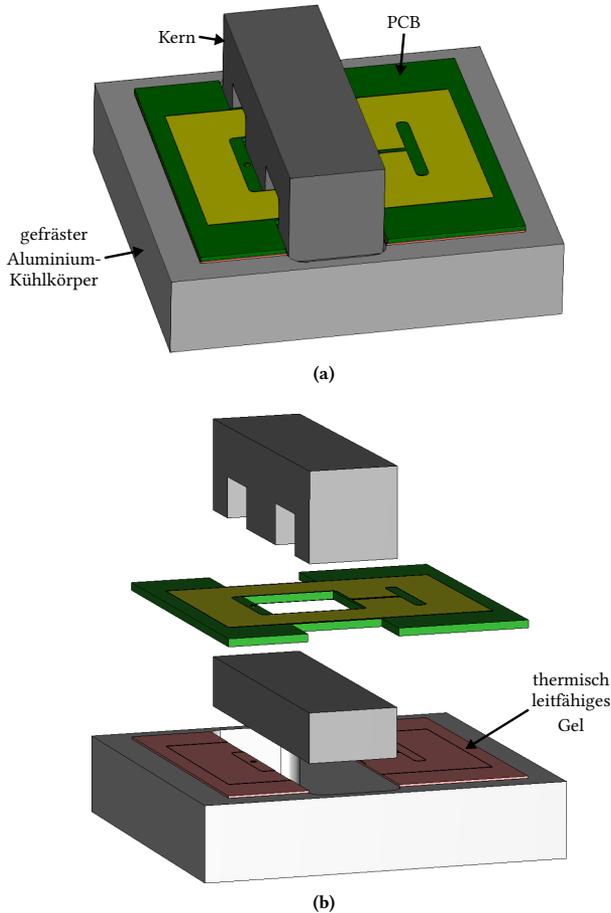


Abb. 3.2: Aufbau des in die Leiterplatte eingebetteten, planaren Transformators mit Kühlkörper, Wärmeleitmedium (TIM), Leiterplatte (PCB) und E-/I-Ferritkern (a) Transformatoraufbau (b) Explosionsansicht a: © IEEE 2019

Entwärmungspfade für die Wicklungsverluste veranschaulicht. Die geringe Distanz von der Kernmitte zum Kühlkörper verbessert die Kühlung der Wicklung und erhöht so die Stromtragfähigkeit. Der Transformator Kern hat hingegen eine geringe thermische Leitfähigkeit und ist thermisch nicht an die Leiterplatte angebunden. Daher trägt der Transformator Kern nur geringfügig zur Entwärmung bei.

Abbildung 3.4 zeigt die Anordnung der Transformatorwicklungen. Für den Vergleich in diesem Kapitel wird ein einfacher Lagenaufbau mit vier Kupferlagen und

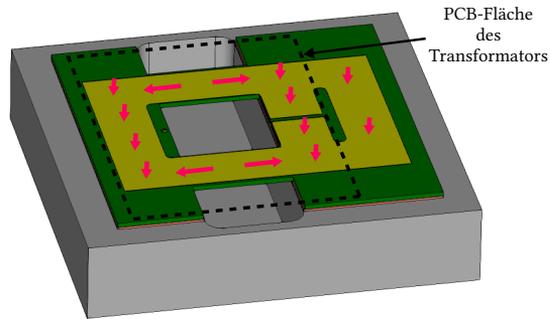


Abb. 3.3: Thermischer Pfad für Wicklungsverluste im planaren Transformator
© IEEE 2019

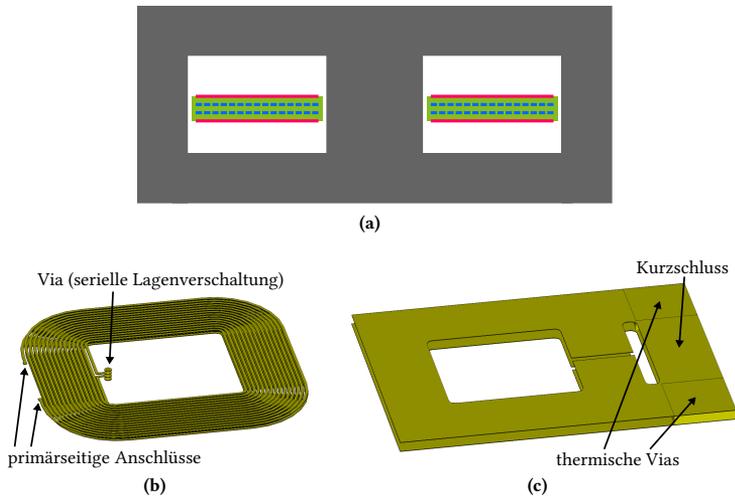


Abb. 3.4: Wicklungsanordnung (a) Querschnitt des Transformators mit 30 in Serie geschalteten, primärseitigen Windungen (blau) und einer parallel geschalteten sekundärseitigen Windung (rot) (b) primärseitige Windungen auf den Innenlagen (c) kurzgeschlossene, sekundärseitige Windung auf den Außenlagen © IEEE 2019

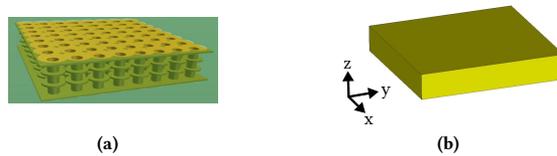


Abb. 3.5: Thermische Vias zur Verbindung der beiden Außenlagen **(a)** detailliertes Modell mit einzelnen Vias (PCB transparent) **(b)** Näherung durch einen Quader mit anisotropen Eigenschaften zur Vereinfachung des Simulationsmodells

Tab. 3.2: Anisotrope thermische Leitfähigkeit der Materialien im Transformatoraufbau © IEEE 2019

	Kupfer	Via (Quader)	FR-4	TIM	Aluminium
$\lambda_{x,y}$ in W/(mK)	401	0	1	3.5	237
λ_z in W/(mK)	401	17.6	0.3	3.5	237

einer Kupferdicke von $d_{\text{cu}} = 70 \mu\text{m}$ verwendet. Für die Anwendung als Bordnetz-wandler muss der Transformator typischerweise den primärseitigen Spannungsbereich von $U_{\text{p,DC}} = 250 \text{ V} - 450 \text{ V}$ auf den sekundärseitigen Spannungsbereich von $U_{\text{s,DC}} = 10 \text{ V} - 15 \text{ V}$ herabsetzen. Um die primärseitige Spannung entsprechend der sekundärseitigen Spannung zu übersetzen, wird ein Windungszahlverhältnis von $n = 30$ gewählt. Die vier Kupferlagen werden gleichmäßig auf die primär- und sekundärseitige Wicklung aufgeteilt, damit eine möglichst gleichmäßige Stromverteilung über die gesamte Kupferquerschnittsfläche erreicht wird. Zur Isolation der hohen primärseitigen Spannung werden die seriellen, primärseitigen Windungen auf den beiden Innenlagen realisiert. Die sekundärseitige Windung wird hingegen parallel geschaltet auf den beiden Außenlagen platziert. In der Analyse soll der Strom primärseitig eingespeist werden, so dass die Sekundärseite kurzgeschlossen wird. Im vollständigen DAB-Wandler wäre die Windung stattdessen mit der sekundärseitigen Vollbrücke verbunden. Die Transistoren der Vollbrücke sind typischerweise nicht direkt oberhalb der primärseitigen Wicklung platziert, da für die Entwärmung unterhalb der Bauteilanschlüsse (insbesondere des Drain-Pads) thermische Vias platziert werden. Der Kurzschluss der Sekundärseite wird daher analog außerhalb des primärseitigen Wickelbereichs realisiert. Die thermischen Vias zur Entwärmung der sekundärseitigen Transistoren werden im Transformatormodell in Abb. 3.4(c) mit abgebildet, da sie das thermische Verhalten des Transformators signifikant beeinflussen.

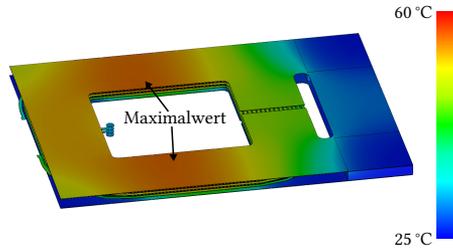


Abb. 3.6: Temperaturverteilung für ein typisches, planares Transformator-design ($\Delta T_{\max}|_{\text{Basis}} = 31,0 \text{ K}$, $T_{\text{kuehl}} = 25 \text{ °C}$) © IEEE 2019

Auf der Grundlage einer Finite-Elemente-Analyse (FEA) sollen die kritischen thermischen Pfade des Transformators bestimmt werden. Dazu wird der Transformator elektromagnetisch und thermisch simuliert. Zur Bestimmung der Verluste müssen in der elektromagnetischen Simulation Wirbelstromeffekte berücksichtigt werden. Als FEA-Umgebung werden in dieser Arbeit für 2D-Anordnungen „*Finite Element Method Magnetics*“ und für 3D-Anordnungen „*CST Studio Suite*“ verwendet. Die Komplexität des 3D-Modells wird reduziert, indem Gruppen thermischer Vias wie in Abb. 3.5 zu einem Quader mit gemittelten thermischen Eigenschaften zusammengefasst werden. Dabei muss die anisotrope Wärmeleitfähigkeit einer solchen Anordnung berücksichtigt werden. Die in der Simulation verwendeten Materialparameter für die thermische Leitfähigkeit sind in Tab. 3.2 zusammengefasst. Die Temperaturabhängigkeit der elektrischen Leitfähigkeit kann innerhalb des betrachteten Temperaturbereichs für Kupfer und Aluminium durch einen linearen Temperaturkoeffizienten von $\alpha_{\sigma,T} = 4 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ angenähert werden. Der Kühlkörper wird für die Analyse durch eine Wasserkühlung auf 25 °C gekühlt. Auf der Primärseite wird ein sinusförmiger Strom mit der Schaltfrequenz des Wandlers $f_s = 100 \text{ kHz}$ eingespeist, dessen Effektivwert $I_p = 2 \text{ A}$ beträgt. Durch das Windungszahlverhältnis von $n = 30$ ergibt sich für eine ideale Kopplung ein sekundärseitiger Strom von $I_s = 60 \text{ A}$. Unter diesen Randbedingungen wird die Temperaturverteilung des Transformators ermittelt.

$$\vec{T} = f(I_p, I_s) \quad (3.2)$$

Das Simulationsergebnis für die Temperaturverteilung des grundlegenden Transformator-Designs (Basis) ist in Abb. 3.6 dargestellt. Für den Vergleich unterschiedlicher Entwärmungskonzepte wird im Folgenden insbesondere der Temperaturanstieg ΔT_{\max} betrachtet, der einen intuitiven Vergleich der Leistungsfähigkeit ermöglicht. Die höchste Temperatur für das Basisdesign liegt mit $\Delta T_{\max}|_{\text{Basis}} = 31,0 \text{ K}$ im

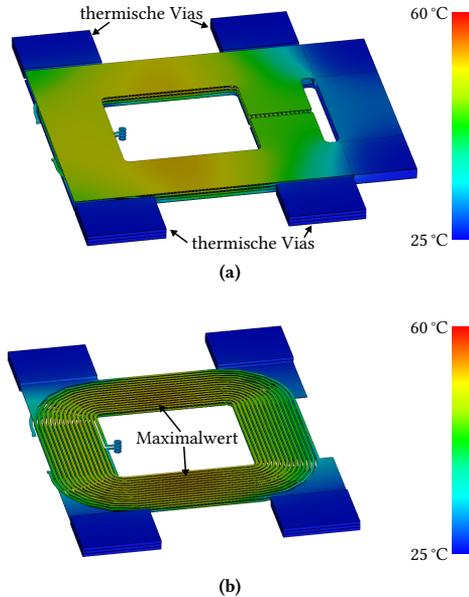


Abb. 3.7: Temperaturverteilung für ein Transformator-Design mit gekühlter primärseitiger Wicklung ($\Delta T_{\max}|_{\text{prim}} = 28,0 \text{ K}$, $T_{\text{kuehl}} = 25 \text{ °C}$) **(a)** Wicklungsanordnung **(b)** primärseitige Wicklung © IEEE 2019

Wickelfenster des Transformators, da dort keine Entwärmung der Leiterplatte zum Kühlkörper möglich ist. Einerseits liegt ein Temperaturgradient vom Wickelfenster zu den direkt gekühlten Wicklungsbereichen links und rechts neben dem Transformator-kern vor. Andererseits kann auch ein Temperaturgradient von der Oberseite der Leiterplatte zur Unterseite beobachtet werden. Durch die geringe thermische Leitfähigkeit des PCB-Trägermaterials ist die Wärmeleitung in vertikaler Richtung beschränkt. In der Nähe der thermischen Vias im sekundärseitigen Kurzschluss auf der rechten Transformatorseite zeigt sich zudem eine deutlich reduzierte Temperatur der Leiterplattenoberseite. Die thermischen Vias verbessern dort die vertikale Wärmeleitung von der Oberseite zur Unterseite.

Dieser verbesserte vertikale Wärmetransport soll nun auf den gesamten Transformator erweitert werden. In Abb. 3.7(a) werden hierfür zusätzliche thermische Vias in den ungenutzten Transformatorbereichen neben den Außenschenkeln des Transformator-kerns platziert. Um die Kühlung der primärseitigen Wicklung zu verbessern, werden diese zunächst, wie in Abb. 3.7(b) gezeigt, mit den Windungen der Innenlagen verbunden. Jede Lage wird dabei mit zwei Via-Flächen verbunden, um

eine gleichmäßige Kühlung zu erreichen. Die Temperaturverteilung in Abb. 3.7(b) zeigt, dass die Temperatur hauptsächlich in den äußersten, direkt an die thermischen Vias angeschlossenen, Windungen deutlich reduziert wird. Die übrigen Windungen sind von den Via-Flächen durch die elektrischen Isolationsabstände zwischen den primärseitigen Windungen thermisch weitgehend entkoppelt. Die maximale Wicklungstemperatur in Abb. 3.7 beträgt $\Delta T_{\max}|_{\text{prim}} = 28,0 \text{ K}$ und liegt damit 9,7% unterhalb des Basisdesigns. Diese maximale Temperatur wird hier entgegen dem Basisdesign auf den Innenlagen beobachtet. Obwohl keine zusätzlichen thermischen Vias an die Außenlagen angeschlossen wurden, wird die Temperatur der oberen Außenlage deutlich reduziert. Die Außenlage wird über die Innenlagen indirekt entwärmt.

Die Wicklungstemperatur soll im Folgenden weiter reduziert werden, indem dieser Effekt in umgekehrter Richtung ausgenutzt wird. Alle vier thermischen Via-Flächen werden, wie in Abb. 3.8 gezeigt, mit den beiden sekundärseitigen Außenlagen verbunden. So wird ein effektiver Wärmetransport von der Oberseite der Leiterplatte zur gekühlten Unterseite ermöglicht. Die primäre Wicklung wird in diesem Konzept nur indirekt über die Außenlagen an diesen zusätzlichen thermischen Pfad angebunden. Dennoch resultiert die Simulation in einer maximalen Wicklungstemperatur von $\Delta T_{\max}|_{\text{sek}} = 23,2 \text{ K}$, was eine Verbesserung von 25,2% gegenüber dem Basisdesign darstellt. Im Vergleich zwischen Abb. 3.8(b) und Abb. 3.7(b) zeigt sich die verbesserte Entwärmung der primärseitigen Wicklung durch die indirekte Kühlung gegenüber dem direkten Kühlkonzept. Die höchste Wicklungstemperatur tritt weiterhin im Bereich des Wickelfensters auf.

Nachdem der Fokus bisher auf der vertikalen Wärmeleitung lag, wird nun der laterale Wärmetransport aus dem Wickelfenster heraus betrachtet. Aufgrund der hohen Wärmeleitfähigkeit des Kupfers wird der laterale Wärmetransport durch die Windungen des Transformators dominiert. Das PCB-Trägermaterial trägt nicht wesentlich zum Wärmetransport bei. In Abb. 3.8(c) ist die Wärmestromdichte in den Transformatorwicklungen dargestellt. Bereiche hoher Wärmestromdichte zeigen sich insbesondere an den Übergängen vom Wickelfenster zu den thermischen Vias. In diesen Bereichen ergeben sich hohe Temperaturanstiege in den Wicklungen. Für eine Reduktion des Temperaturanstiegs soll die Kupferquerschnittsfläche der Außenlagen in den Übergangsbereichen erhöht werden, ohne dass der Lagenaufbau der Leiterplatte oder die Fertigungstechnik angepasst werden.

Ein möglicher Ansatz ist die Platzierung von automatisch bestückbaren Kupferplättchen auf den Außenlagen. Die Platzierung der Kupferplättchen ist in Abb. 3.9 gezeigt. Auf der Oberseite werden acht Kupferplättchen in den Bereichen hoher

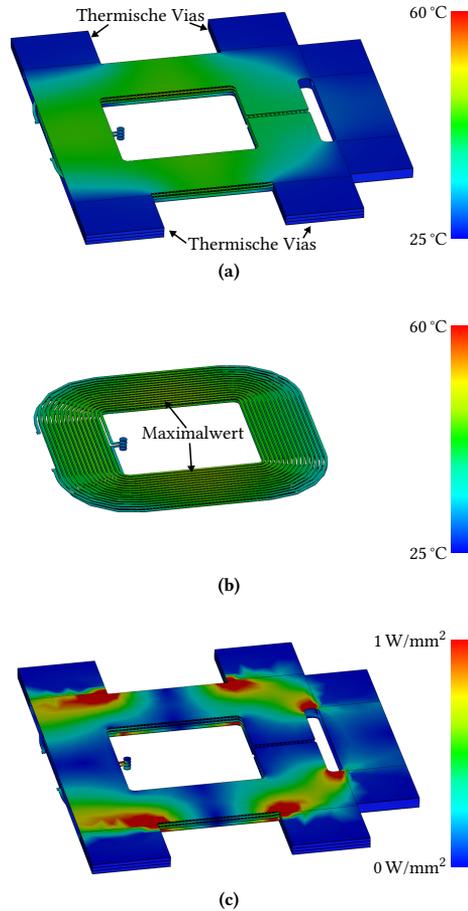


Abb. 3.8: Temperaturverteilung für ein Transformator-Design mit gekühlter sekundärseitiger Wicklung ($\Delta T_{\max|_{\text{sek}}} = 23,2 \text{ K}$, $T_{\text{kuehl}} = 25 \text{ °C}$) (a) Wicklungsanordnung (b) primärseitige Wicklung (c) Wärmestromdichte © IEEE 2019

Wärmestromdichte hinzugefügt. So wird der Wärmetransport aus dem Wickelfenster zu den thermischen Vias unterstützt. Auf der Unterseite können vier Kupferplättchen im Bereich des Wickelfensters platziert werden. Außerhalb des Wickelfensters kollidieren Bauteile auf der Unterseite mit dem Kühlkörper, so dass eine Modifikation des Kühlkörpers nötig wäre. Die vier Kupferplättchen auf der Unterseite werden möglichst nah an den Rand des Wickelfensters in den Bereichen hoher Wärmestromdichte platziert. Die Temperaturverteilung in Abb. 3.9(a) zeigt eine deutliche Reduktion

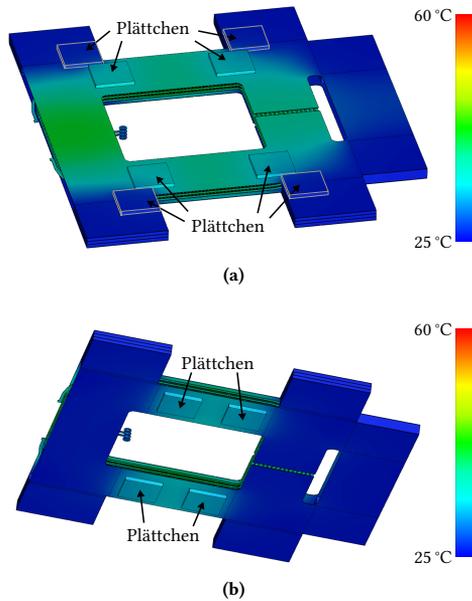


Abb. 3.9: Temperaturverteilung für ein Transformator-Design mit gekühlter sekundärseitiger Wicklung und Kupferplättchen ($\Delta T_{\max}|_{\text{Plättchen}} = 18,2\text{ K}$, $T_{\text{kuehl}} = 25\text{ °C}$) (a) Oberseite (b) Unterseite © IEEE 2019

Tab. 3.3: Thermische Simulationsergebnisse des Transformators mit hohem Windungszahlverhältnis © IEEE 2019

	Basis (Abb. 3.6)	Primär (Abb. 3.7)	Sekundär (Abb. 3.8)	Kupferplättchen (Abb. 3.9)
ΔT_{\max}	31,0 K	28,0 K	23,2 K	18,2 K
T_{\max}	56,0 °C	53,0 °C	48,2 °C	43,2 °C
$T_{\max, \text{sicht}}$	55,2 °C	52,1 °C	45,5 °C	42,6 °C

der Temperatur im Wickelfenster. Die höchste Wicklungstemperatur beträgt für diese Anordnung $\Delta T_{\max}|_{\text{Plättchen}} = 18,2\text{ K}$. Im Vergleich zum Basisdesign wurde eine Verbesserung der Temperatur von 41,2 % erreicht ohne signifikante Vergrößerung der Leiterplattenfläche oder Erhöhung der Fertigungskosten. Die Reduktion der Wicklungstemperatur kann direkt auf die Verbesserung des Entwärmungskonzepts zurückgeführt werden, da die elektrische Wicklungsanordnung nicht wesentlich verändert wurde.

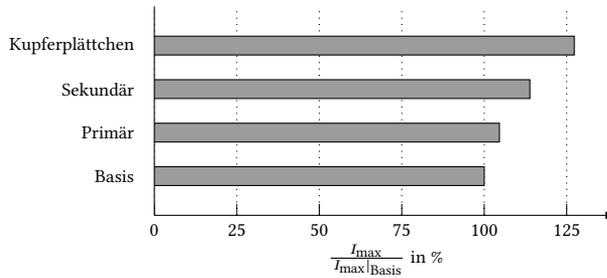


Abb. 3.10: Vergleich der Stromtragfähigkeit der Transformator designs bei gleicher PCB-Fläche von $A_{\text{Trafo,PCB}} = 51 \text{ mm} * 37 \text{ mm}$ (Fläche ohne sekundärseitigen Kurzschluss) © IEEE 2019

Die Simulationsergebnisse für die Wicklungstemperaturen der vier Transformator designs sind in Tab. 3.3 zusammengefasst. Zusätzlich wird eine maximale sichtbare Temperatur $T_{\max,\text{sicht}}$ ergänzt, die in der Simulation auf der Oberseite der Leiterplatte außerhalb des Wickelfensters auftritt. Dies ermöglicht den Abgleich mit der Thermografie eines experimentellen Aufbaus, die Temperaturen nur in diesem Bereich aufnehmen kann. Final wird die erreichte Stromtragfähigkeit der Transformator designs auf Basis der Simulationsergebnisse verglichen. In Abb. 3.10 wird die thermisch limitierte Stromtragfähigkeit der Transformatoren, bezogen auf das Basisdesign, dargestellt. Die verbesserte Entwärmungsstrategie ermöglicht bei gleicher PCB-Fläche unter Einsatz von Kupferplättchen eine Erhöhung der Stromtragfähigkeit um 27,3 %. Für die sekundärseitig gekühlte Wicklung ohne Einsatz von Kupferplättchen resultiert bereits eine Erhöhung der Stromtragfähigkeit um 13,9 %.

Für die Verifizierung der Simulationsergebnisse wurden das Basisdesign und das optimierte Design mit Kupferplättchen als Prototypen aufgebaut. Die Wandlertopologie für den experimentellen Abgleich ist in Abb. 3.11(a) gezeigt. Primärseitig erzeugen eine Halbbrücke und eine DC-Sperrkapazität eine symmetrische Rechteckspannung mit einer Frequenz von $f_s = 100 \text{ kHz}$. Die sekundärseitigen Transformatoranschlüsse sind analog zur Simulation kurzgeschlossen. Abhängig von der Streuinduktivität und dem Wicklungswiderstand des Transformators stellt sich ein Wechselstrom in den beiden Wicklungen des Transformators ein. Die primärseitigen Signalverläufe der Transformatorgrößen sind in Abb. 3.11(b) dargestellt. Die Eingangsspannung $U_{p,\text{test}}$ wird für den experimentellen Abgleich so eingestellt, dass sich ein Effektivwert des primärseitigen Transformatorstroms von $I_p = 2 \text{ A}$ ergibt. Der Transformatorstrom ist durch die einfache Wandlertopologie im Gegensatz zu der Simulationsumgebung nicht sinusförmig. Die Analyse des

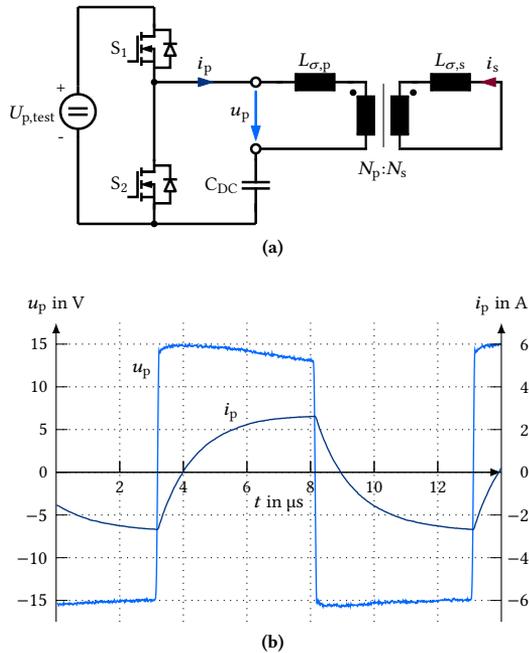


Abb. 3.11: (a) Wandlertopologie für thermische Transformatortests (b) primärseitiger Spannungs- und Stromverlauf des Transformators © IEEE 2019

Frequenzspektrums des Transformatorstroms resultiert in einem Anteil höherer Harmonischer von $THD = 19,8\%$. Die Frequenzabhängigkeit des Wicklungswiderstandes ist mit $R_{500kHz}/R_{100kHz} = 1,13$ durch die planare, verschachtelte Wicklungsstruktur des Transformators niedrig. Die Verlustleistung im Transformator kann daher mit geringer Abweichung durch den sinusförmigen Strom gleichen Effektivwert angenähert werden. Dies ermöglicht vereinfachend den direkten Vergleich der experimentellen Ergebnisse mit den Ergebnissen der Simulationsumgebung.

Der Hardwareaufbau für den thermischen Transformatortest wird in Abb. 3.12(a) gezeigt. Die Transformatorwicklungen sind zusammen mit der ansteuernden Halbbrücke und dem zugehörigen Gate-Treiber-Baustein auf einer Leiterplatte integriert. Das Transformator kern-Set und die Leiterplatte werden mit thermisch leitfähigem Gel (TIM) auf dem Aluminiumkühlkörper montiert. Das thermisch leitfähige Gel muss für den experimentellen Aufbau manuell aufgetragen werden und weist daher eine hohe Schichtdickentoleranz auf. Da die Wicklungstemperatur eine geringe Abhängigkeit von der TIM-Dicke aufweist, kann dieser systematische Fehler akzeptiert

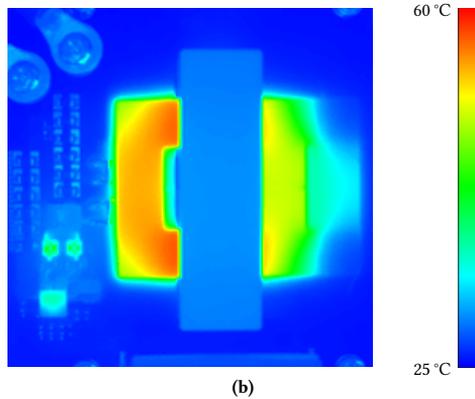
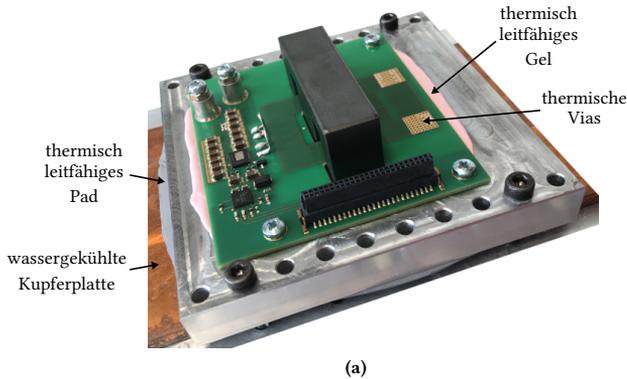
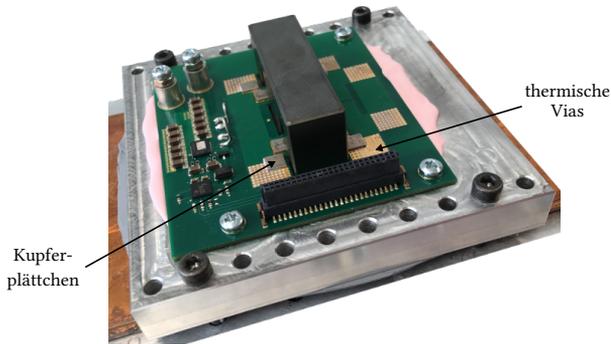


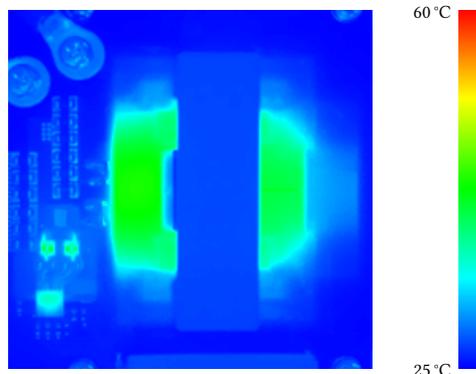
Abb. 3.12: Thermischer Transformortest für das Basisdesign (a) Hardwareaufbau (b) Thermografie ($T_{\max, \text{mess}}|_{\text{Basis}} = 57,2^\circ\text{C}$, $T_{\text{kuehl}} = 25^\circ\text{C}$) © IEEE 2019

werden. Der Kühlkörper wird auf einer wassergekühlten Kupferplatte montiert, die die Kühlkörpertemperatur auf $T_{\text{kuehl}} = 25^\circ\text{C}$ einstellt.

Eine Thermografie des Wandlers für das Basisdesign ist in Abb. 3.12(b) gezeigt. Erhöhte Temperaturbereiche sind für den Gate-Treiber-Baustein, die Gate-Widerstände und die Wicklungen des Transformators sichtbar. Die Temperaturverteilung im Bereich der Wicklung spiegelt dabei das Simulationsergebnis aus Abb. 3.6 weitgehend wider. Für die thermischen Vias auf der rechten Seite ergibt sich eine gute Anbindung an den Kühlkörper, während sich links des Transformator-kerns eine deutliche Temperaturerhöhung zeigt. Die höchste Temperatur wird dabei mit $T_{\max, \text{mess}}|_{\text{Basis}} = 57,2^\circ\text{C}$ am Übergang zum Wickelfenster angrenzend an den Transformator-kern gemessen. Die gemessene Temperatur $T_{\max, \text{mess}}$ kann direkt mit der Temperatur aus der Draufsicht



(a)



(b)

Abb. 3.13: Thermischer Transformatortest für das Design mit sekundärseitig gekühlter Wicklung und Kupferplättchen (a) Hardwareaufbau (b) Thermografie ($T_{\max, \text{mess}}|_{\text{Plättchen}} = 43,5 \text{ } ^\circ\text{C}$, $T_{\text{kuühl}} = 25 \text{ } ^\circ\text{C}$) © IEEE 2019

der Simulation $T_{\max, \text{sicht}}$ verglichen werden. Die Simulation resultierte in einer Temperatur von $T_{\max, \text{sicht}}|_{\text{Basis}} = 55,2 \text{ } ^\circ\text{C}$. Der Hardwareaufbau für das optimierte Design mit zusätzlichen Kupferplättchen ist in Abb. 3.13(a) dargestellt. Die Thermografie des Wandler in Abb. 3.13(b) zeigt eine deutlich reduzierte Temperatur im Bereich der Transformatorwicklungen, die das Simulationsergebnis aus Abb. 3.9 bestätigt. Die höchste Temperatur ist mit $T_{\max, \text{mess}}|_{\text{Plättchen}} = 43,5 \text{ } ^\circ\text{C}$ zentral im linken Wicklungsbereich messbar. Die Simulation resultierte im Vergleich in einer Temperatur von $T_{\max, \text{sicht}}|_{\text{Plättchen}} = 42,6 \text{ } ^\circ\text{C}$. Experimentell ist die Temperaturerhöhung ausgehend vom Basisdesign zum optimierten Design mit Kupferplättchen um 41,8 % geringer.

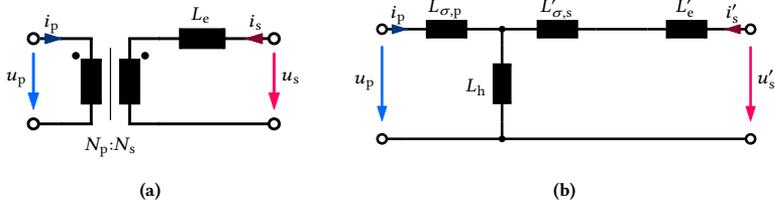


Abb. 3.14: Koppelnetzwerk eines DAB-Bordnetzwandlers bestehend aus einem Transformator und einer Drossel **(a)** Schaltbild **(b)** verlustfreies Ersatzschaltbild (primärseitig bezogen)

3.2 Erhöhung der Längsinduktivität

Nachdem im vorherigen Abschnitt die Wicklungen des Transformators thermisch optimiert wurden, soll nun auf Basis der planaren AVT mit sekundärseitiger Kühlung die Anpassung der Längsinduktivität zur Begrenzung des Stromanstiegs untersucht werden. Eine definierte, hohe Längsinduktivität wird für einen DAB-Wandler im Wesentlichen aus zwei Gründen angestrebt. Einerseits wird die Steuerbarkeit des Wandlers verbessert, da Abweichungen in den Ansteuerzeitpunkten der Vollbrücken zu einem geringeren Fehler in der Leistungsübertragung führen [43]. Andererseits können die Eingangs- und Ausgangsspannung durch das feste Windungszahlverhältnis des Transformators nicht in jedem Betriebspunkt optimal angeglichen werden. Dadurch ergibt sich ein zusätzlicher Blindstrom im Transformator, der durch eine erhöhte Längsinduktivität reduziert wird [17], [18]. Die Obergrenze für die Längsinduktivität wird dabei durch die maximale Leistungsübertragung des Wandlers bestimmt. Der maximale Ausgangsstrom des verlustfreien DAB-Wandlers beträgt in Abhängigkeit von der Längsinduktivität [17]:

$$|I_{s,DC,max}| = \frac{nU_{p,DC}}{8f_s L_{laengs}} \quad , L_h \rightarrow \infty \quad (3.3)$$

Für einen Ausgangsstrom $I_{s,DC}$ von maximal 100 A und die Designparameter aus Tab. 3.1 ergibt sich eine maximale Längsinduktivität von 93,75 μH . In der Bordnetzwanleranwendung treten sowohl primär- als auch sekundärseitig weite Spannungsbereiche auf, so dass zur Reduktion des Transformatorstroms eine hohe Längsinduktivität bevorzugt wird. Vereinfachend wird für dieses Kapitel eine Zielinduktivität von 90 μH gewählt. Eine optimierte Auslegung der Längsinduktivität wird in Kapitel 6 gezeigt.

In typischen planaren Transformatoren kann nur ein geringer Anteil dieser Induktivität durch die Streuinduktivität realisiert werden. Durch die hohe Breite der Wicklungen und den geringen Abstand zwischen primär- und sekundärseitiger Wicklung wird die Streuinduktivität reduziert. Für das Basisdesign aus Abschnitt 3.1 ergibt sich eine Streuinduktivität von $L_{\sigma,p} + L'_{\sigma,s} = 5,75 \mu\text{H}$ bzw. 6,4 % der Zielinduktivität. Die Längsinduktivität muss daher für einen solchen Aufbau signifikant erhöht werden. In den bisherigen DAB-Bordnetzwandlern wurde dafür eine externe Drossel in Reihe mit den primär- oder sekundärseitigen Anschlüssen des Transformators geschaltet (vgl. Abb. 3.14(a)) [17], [18]. Die Längsinduktivität ergibt sich dann aus der Summe der Transformatorstreuinduktivitäten und der Induktivität der externen Drossel:

$$L_{\text{laengs}} = L_{\sigma,p} + L'_{\sigma,s} + L'_e = L_{\sigma,p} + n^2(L_{\sigma,s} + L_e) \quad (3.4)$$

Die Drossel kann unabhängig vom Transformator dimensioniert werden und falls benötigt auch in der AVT angepasst werden [17], [18], [72]. Alternativ kann durch eine Strukturanpassung des Transformators die Streuinduktivität erhöht werden. In gewickelten Transformatoren kann dies durch einen vergrößerten Abstand zwischen den Wicklungen realisiert werden [52], [73], [74]. Da der Abstand in leiterplattenbasierten Wicklungen durch die Leiterplattendicke begrenzt ist, muss der Transformatoraufbau zur Erhöhung der Streuung grundlegend verändert werden. Dafür wird ein zusätzlicher magnetischer Pfad (Streuflussschenkel) in den Transformator integriert, der den Streufluss erhöht [75]–[77]. Im Folgenden werden die beiden Lösungen mit externer Drossel oder integrierten Streuflussschenkeln an die leiterplattenintegrierte AVT angepasst und ihre thermischen und elektrischen Eigenschaften verglichen.

3.2.1 Realisierung als externe Drossel

In diesem Abschnitt wird die Erhöhung der Längsinduktivität durch eine externe Drossel betrachtet. Die Anforderungen an die Drossel weichen dabei stark von der an eine typische Filterinduktivität ab. Der Strom in einer Filterinduktivität weist einen hohen Gleichstromanteil auf, der von einer kleinen Wechselstromkomponente überlagert wird. Die Wicklungsverluste werden folglich vom DC-Anteil dominiert, so dass für eine Verlustoptimierung der Wicklung primär der Kupferquerschnitt erhöht wird. Analog dazu setzt sich auch der magnetische Fluss im Spulenkern einer Filterinduktivität aus einem großen Gleichanteil mit kleinem überlagerten Wechselanteil zusammen. Es ergibt sich ein geringer Kernverlust, da dieser dominant durch Hystereseeffekte des Wechselanteils bestimmt wird [32], [78]. Der minimale

Kernquerschnitt ist in einer klassischen Filterinduktivität daher häufig nicht thermisch, sondern durch die Sättigungsflussdichte des Kernmaterials beschränkt.

Der Drosselstrom im Koppelnetzwerk des DAB-Wandlers weist hingegen keinen Gleichanteil auf. Die gesamte Leistung des Wandlers wird im Koppelnetzwerk durch Wechselstromanteile übertragen. Die Wicklungsverluste der AC-Anteile können abhängig vom Drosseldesign durch Wirbelstromeffekte stark erhöht sein [79]–[83]. Auch die magnetische Flussdichte im Spulenkern besteht ausschließlich aus einem Wechselanteil, der die Kernverluste im Vergleich zur Anregung einer Filterinduktivität erhöht. Der minimale Kernquerschnitt ist daher in dieser Anwendung typischerweise durch die Verlustdichte des Ferritmaterials beschränkt. Die magnetische Flussdichte sollte deutlich unterhalb der Sättigungsflussdichte begrenzt werden.

Für eine Vereinfachung des Wandleraufbaus und zur Reduzierung der Kosten sollen auch die Wicklungen der Drossel in die Leiterplatte integriert werden. Im folgenden Designvorgang für die Drossel werden daher wiederum die Wicklungsverluste und die Entwärmung der Wicklung fokussiert, da die planare, integrierte Wicklung die wesentliche Unterscheidung zu bisherigen Realisierungen darstellt. Der Kernquerschnitt der Drossel wird für diese Analyse mit Hilfe einer einfachen Abschätzung des maximalen magnetischen Flusses in der Längsinduktivität des DAB-Wandlers festgelegt. Hierzu werden die maximale Ein- und Ausgangsspannung sowie die maximalen Ansteuerparameter ($\alpha = \beta = \pi$, $\delta = \pi/2$) angenommen und es ergibt sich für den primärseitig bezogenen magnetischen Fluss:

$$|\Phi_{\text{laengs,max}}| = \frac{U_{\text{p,DC,max}} + nU_{\text{s,DC,max}}}{8f_s} \cdot L_h \rightarrow \infty \quad (3.5)$$

Mit $U_{\text{p,DC,max}} = nU_{\text{s,DC,max}}$ folgt für den Kernquerschnitt einer primärseitigen externen Drossel mit der Windungszahl N_e :

$$A_{\text{Kern,Spule,min}} = \frac{U_{\text{p,DC,max}}}{4N_e \hat{B}_{\text{max}} f_s} \quad (3.6)$$

Wird die Windungszahl der Drossel zu $N_e = N_p$ gewählt, um die Drossel in die primärseitige Windung zu integrieren, entspricht die minimale Spulenkernfläche der Transformator kernfläche aus Gleichung (3.1). Analog kann dies für eine sekundärseitige Drossel mit $N_e = N_s$ gezeigt werden. Die Querschnittsfläche des Spulenkerns wird daher im Folgenden entsprechend der Transformator kernfläche gewählt. Hier soll die externe Drossel auf der Sekundärseite angeordnet werden, da dies, wie in Abschnitt 3.1 gezeigt, die Entwärmung deutlich vereinfacht. Ergänzend ist in Anhang A.1 jedoch auch die Analyse für eine primärseitige Realisierung gezeigt.

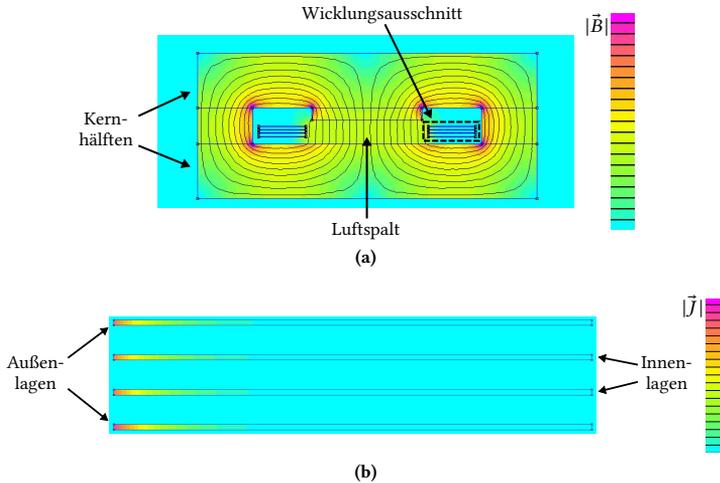


Abb. 3.15: Querschnitt der Spulenkerngeometrie mit zentralem Luftspalt
(a) Flussdichteverteilung **(b)** Stromdichteverteilung in der Wicklung

Sekundärseitig wird analog zum Transformator eine Einzelwindung eingesetzt, so dass zur Erhöhung der elektrischen und thermischen Leitfähigkeit alle 4 Kupferlagen der Leiterplatte parallel geschaltet werden. Der Spulenkern besteht aus einem I-Kern unterhalb und einem E-Kern oberhalb der Leiterplatte. In Abb. 3.15(a) ist das Simulationsergebnis einer 2D-FEA zur Bestimmung der Induktivität dieser Anordnung abgebildet. Für die Simulation wurde ein sinusförmiger Strom mit einer Frequenz von $f_s = 100$ kHz in die Wicklung eingespeist. Für die Einstellung der Zielinduktivität muss ein großer Luftspalt mit einer Höhe von 3,25 mm gewählt werden. Die Stromdichteverteilung, die für diese Anordnung resultiert, ist in Abb. 3.15(b) dargestellt. Die Stromdichte ist in der Nähe des Luftspalts stark erhöht. Das Streufeld des Luftspalts führt an dieser Stelle zu starken Wirbelstromeffekten und erhöht die Wicklungsverluste. Als Maß für die die Wicklungsverluste wird in diesem Abschnitt der AC-Widerstand der Drossel R_e bestimmt (vgl. Abb. 3.21). Für eine Vergleichbarkeit innerhalb des Kapitels wird der Widerstand primärseitig bezogen. Der primärseitig bezogene Wicklungswiderstand für diese Anordnung beträgt $R'_e = 1,80 \Omega$ und die Ausnutzung des Kupferquerschnitts ist gering. Der DC-Widerstand bei gleichförmiger Stromdichteverteilung beträgt im Vergleich $R'_{e,DC} = 0,25 \Omega$.

Die Stromdichteverteilung in der Wicklung soll durch Anpassungen der Kerngeometrie verbessert werden. Da insbesondere ein Einfluss des Luftspalts auf die Wirbelstromeffekte beobachtet wurde, wird der Luftspalt in Abb. 3.16 auf den Hauptschenkel

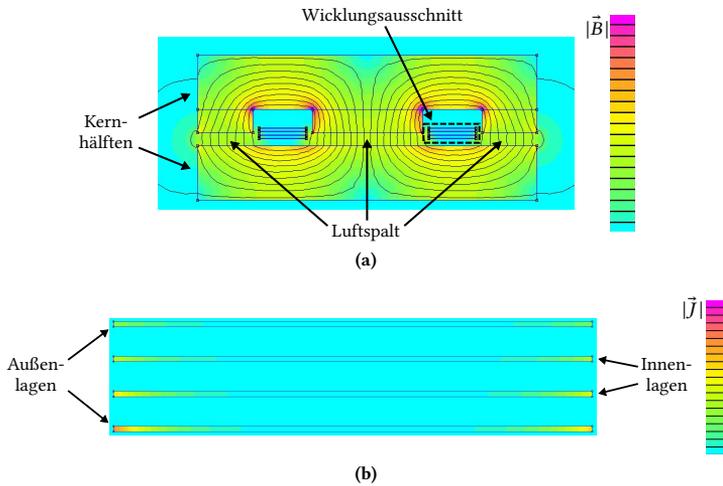


Abb. 3.16: Querschnitt der Spulenkerngeometrie mit verteiltem, unterem Luftspalt (a) Flussdichteverteilung (b) Stromdichteverteilung in der Wicklung

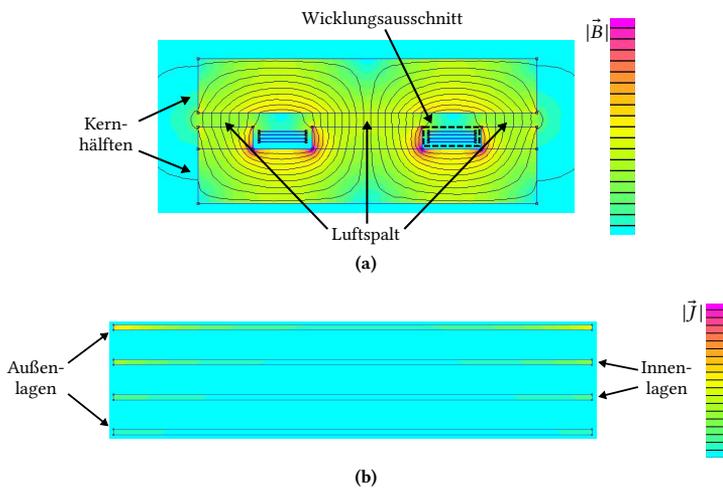


Abb. 3.17: Querschnitt der Spulenkerngeometrie mit verteiltem, oberem Luftspalt (a) Flussdichteverteilung (b) Stromdichteverteilung in der Wicklung

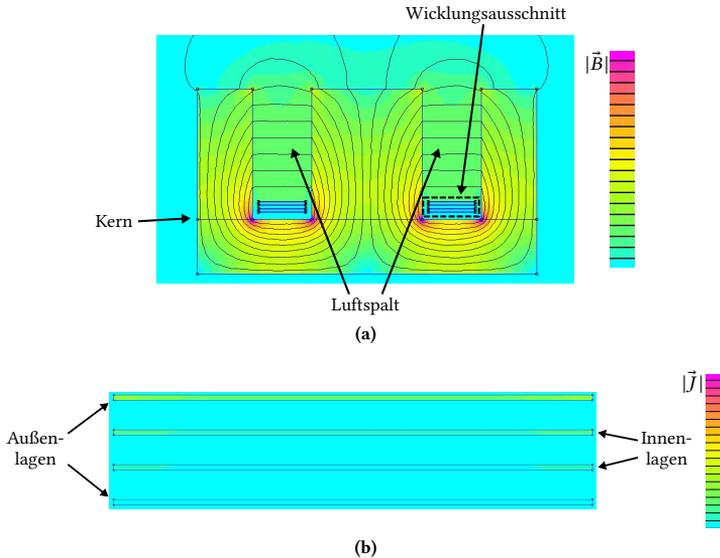


Abb. 3.18: Querschnitt der Spulenkerngeometrie mit individuellem E-Kern (a) Flussdichteverteilung (b) Stromdichteverteilung in der Wicklung

und beide Außenschenkel aufgeteilt. Durch diese Anordnung teilt sich der Strom auf die Innen- und die Außenseite der Wicklung auf. Die maximale Stromdichte wird deutlich reduziert und die Kupferausnutzung verbessert. Der primärseitig bezogene Wicklungswiderstand sinkt auf $R'_e = 1,17 \Omega$.

Eine verbesserte Schirmung der Wicklung gegenüber dem Streufluss des Luftspalts wird erreicht, wenn die Position des E-Kerns und des I-Kerns wie in Abb. 3.17 getauscht werden oder alternativ die Wicklung nach oben in den Bereich des E-Kerns verschoben wird. Die benachbarten Ferritschenkel reduzieren die vertikale Komponente der magnetischen Feldstärke in den Randbereichen der Wicklung, so dass die maximale Stromdichte weiter reduziert wird. Diese Anordnung resultiert in einem primärseitig bezogenen Wicklungswiderstand von $R'_e = 0,87 \Omega$.

Die vertikale Komponente der magnetischen Feldstärke in den Randbereichen der Wicklung kann weiter reduziert werden, indem auf den I-Kern verzichtet wird und stattdessen die Schenkel des E-Kerns wie in Abb. 3.18 verlängert werden. Im Wickelfenster ergibt sich ein näherungsweise horizontaler Verlauf des magnetischen Flusses. Eine starke Erhöhung der Stromdichte in den Randbereichen der Wicklung kann so vermieden werden. Für die Wicklungsstruktur aus vier parallelen Lagen tritt

Tab. 3.4: AC-Wicklungswiderstand der externen Drossel für verschiedene Kerngeometrien (2D-FEA, 100 kHz)

Luftspalt	zentral	verteilt, unten	verteilt, oben	E-Kern
R'_c	1,80 Ω	1,17 Ω	0,87 Ω	0,69 Ω

allerdings weiterhin eine Konzentration der Stromdichte in der obersten Lage auf. Ein Nachteil dieser Anordnung gegenüber den geschlossenen Kerngeometrien ist, dass aufgrund der hohen Luftspaltbreite eine vergrößerte Kernhöhe zum Erreichen der Zielinduktivität notwendig wird. Vorteilhaft ist hingegen die vereinfachte Kühlkörperanbindung des Kerns. Die gesamten Kernverluste treten im unteren E-Kern auf, der an den Kühlkörper angebunden ist. In den übrigen Kerngeometrien ist die obere Kernhälfte hingegen durch einen Luftspalt vom Kühlkörper isoliert. Weiterhin werden in dieser Anordnung durch die verbesserte Stromdichteverteilung mit $R'_c = 0,69 \Omega$ die geringsten Wicklungsverluste erreicht. Die Wicklungswiderstände der verschiedenen Kerngeometrien sind in Tab. 3.4 zusammengefasst. Die Reduktion der Wicklungsverluste um bis zu 62 % verdeutlicht die Bedeutung des Kerndesigns.

Zur Veranschaulichung der Integration der externen Drossel in die Leiterplatte ist in Abb. 3.19 der Gesamtaufbau aus Kühlkörper, Transformator und externer Drossel gezeigt. Durch Randeffekte an den Enden der Wickelfenster und parasitäre Induktivitäten der Verbindungen, die in der 2D-Analyse nicht abgebildet werden, ergibt sich insgesamt eine höhere Längsinduktivität. Zur Korrektur wird die Höhe der Spulenkernschenkel entsprechend reduziert. In den Bereichen der sekundärseitigen Spulenwicklung werden flächig thermische Vias platziert, die die Entwärmung der oberen Lagen der Spulenwicklung verbessern. Der magnetische Fluss der Drossel wird im Wickelfenster und in den Anschlussbereichen nicht kompensiert. So entstehen signifikante Streufelder, die vom Gehäuse des Wandlers abgeschirmt werden und dort Wirbelströme erzeugen. Neben dem Kühlkörper wird daher auch ein Aluminiumdeckel zur Schirmung von Streufeldern berücksichtigt. Für die Darstellung in Abb. 3.19 ist dieser ausgeblendet.

3.2.2 Integration von Streuflussschenkeln

Im vorherigen Abschnitt wurde die externe Drossel für eine Vereinfachung des Wandleraufbaus in die Leiterplatte integriert. Allerdings wird durch den Einsatz eines expliziten Spulenkerns neben dem zusätzlichen Ferritmaterial auch die benötigte Leiterplattenfläche erhöht. Daher soll in diesem Abschnitt die Integration des

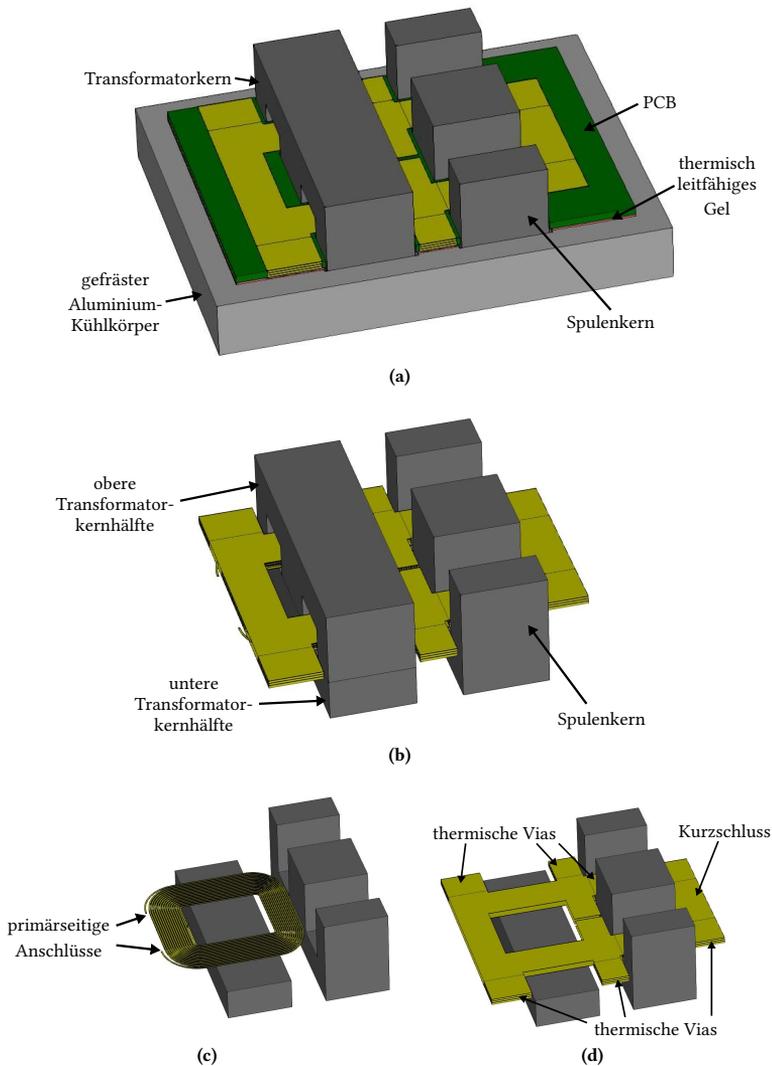


Abb. 3.19: Aufbau des in die Leiterplatte eingebetteten Transformators mit externer Drossel (a) Gesamtaufbau mit Kühlkörper, PCB und Ferritkernen (b) Kern- und Wicklungsgeometrie (c) primärseitige Wicklung (d) sekundärseitige Wicklung

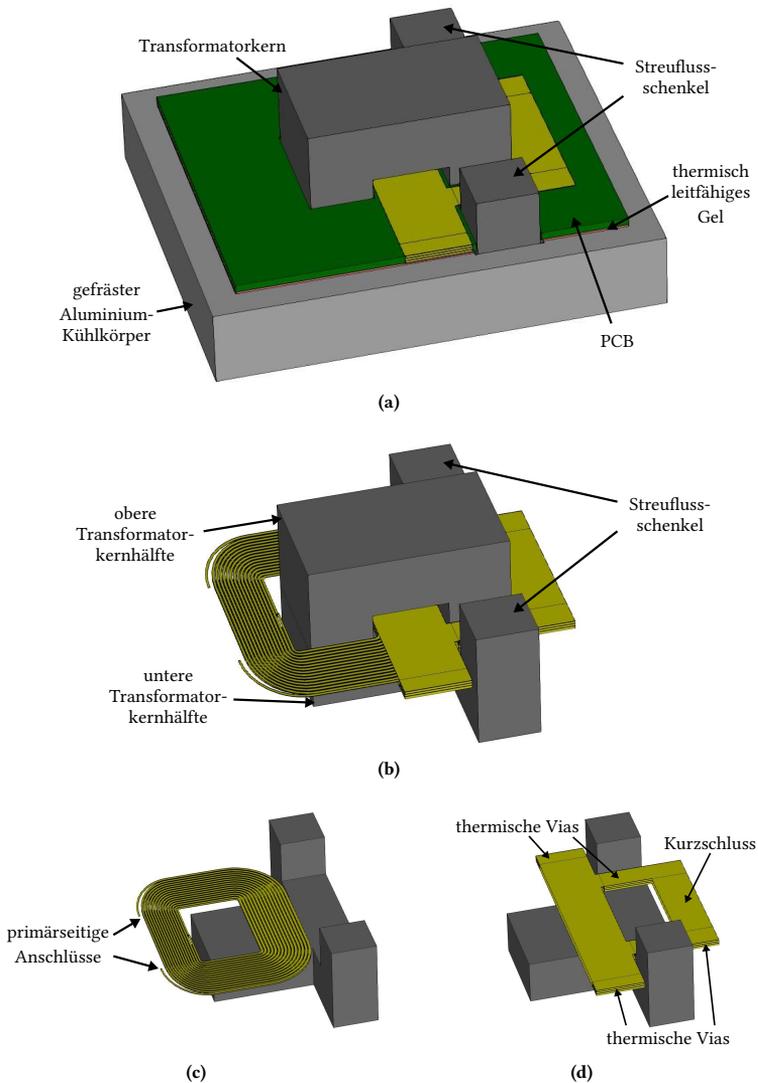


Abb. 3.20: Aufbau des in die Leiterplatte eingebetteten Transformators mit integrierten Streuflussschenkeln (a) Gesamtaufbau mit Kühlkörper, PCB und Ferritkernen (b) Kern- und Wicklungsgeometrie (c) primärseitige Wicklung (d) sekundärseitige Wicklung

Transformators und der benötigten Längsinduktivität in ein magnetisches Bauteil betrachtet werden. Die Längsinduktivität wird dabei als Streuung in den Transformator integriert. Für planare Transformatoren mit geringem zusätzlichem Streuinduktivitätsbedarf kann die Induktivität durch eine teilweise Auftrennung der primär- und sekundärseitigen Wicklungen unter Einfügen eines zusätzlichen Transformator-schenkels (Streuflussschenkel) erreicht werden [75]–[77].

Um die hohe Längsinduktivität des DAB-Bordnetzwandlers zu erreichen, werden die Wicklungen im Streuflussbereich hingegen vollständig aufgetrennt. Ein solcher Transformator mit integrierten Streuflussschenkeln ist in Abb. 3.20 gezeigt. Der Transformator besteht dabei aus einem U-Kern oberhalb der Leiterplatte und einem modifizierten I-Kern unterhalb der Leiterplatte. Die Streuflussschenkel schließen seitlich an den I-Kern des Transformators an und bilden gemeinsam mit dem I-Kern eine Kernkomponente. Die primär- und sekundärseitige Wicklung überschneiden sich ausschließlich im Wickelfenster des U-Kerns. Zwischen den Streuflussschenkeln und dem U-Kern verläuft ausschließlich die sekundärseitige Wicklung, so dass sich hier wiederum die Spulengeometrie aus Abb. 3.18 (E-Kern) ergibt. Daher stellen sich auch die Fluss- und Stromdichteverteilung in diesem Bereich analog zu denen einer externen Drossel ein. Zur besseren Entwärmung der sekundärseitigen Wicklung werden in diesem Bereich wiederum thermische Vias platziert. Die primärseitige Wicklung wird links des U-Kerns geschlossen und verläuft hier ohne Gegenwicklung. Durch die unkompenzierte Wicklung wird ein Wirbelstrom in den Kühlkörper induziert, der zusätzliche Verluste generiert. Allerdings reduziert der Kühlkörperstrom die Wirbelstromeffekte in der Wicklung und verringert so die Verluste in der Leiterplatte.

Die Position der Streuflussschenkel wurde simulativ ermittelt und ist in Verbindung mit der gewählten Wicklungsanordnung besonders vorteilhaft für die Entwärmung der thermisch kritischen primärseitigen Windungen und den Anschluss der sekundärseitigen Vollbrücke. Beachtet werden muss die größere Kernhöhe bei integrierten Streuflussschenkeln. Während das EI-Kernset den Kernquerschnitt oben und unten halbiert, muss das UI-Kernset jeweils den gesamten Kernquerschnitt bereitstellen. Teilweise kann dies durch eine größere Breite des U-Kerns ausgeglichen werden. Die minimale Höhe ist jedoch durch die Anbindung der Streuflussschenkel limitiert. Um eine Vergleichbarkeit zu erreichen, wurde für den Transformator mit integrierten Streuflussschenkeln die geringste sinnvolle Höhe von $h_{\text{integ}} = 26,2 \text{ mm}$ gewählt. Die Höhe des Transformators mit externer Drossel beträgt jedoch im Vergleich nur $h_{\text{ext}} = 21 \text{ mm}$.

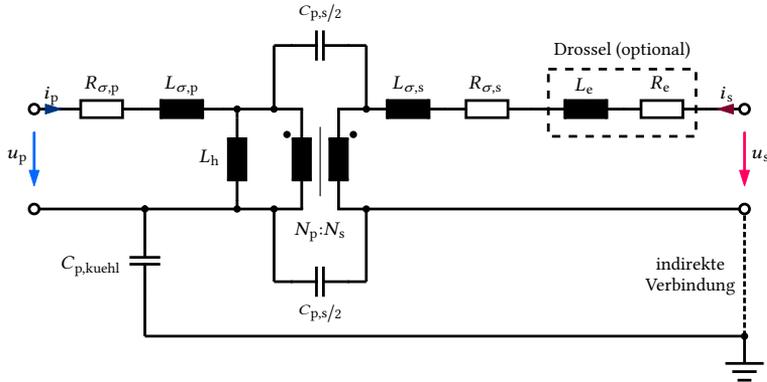


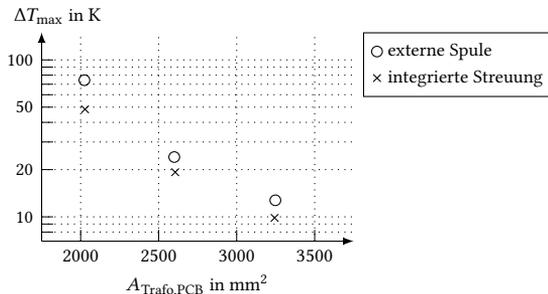
Abb. 3.21: Vereinfachtes Ersatzschaltbild der parasitären Eigenschaften der Koppelnetzwerke bestehend aus einem Transformator und einer Drossel (optional)

3.2.3 Vergleich parasitärer Eigenschaften

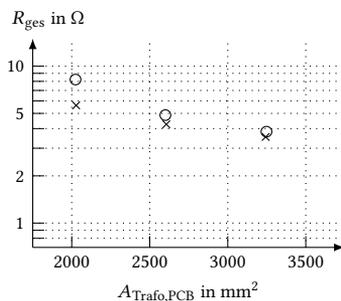
Abschließend erfolgt ein Vergleich der thermischen und der parasitären elektrischen Eigenschaften der beiden Koppelnetzwerke mit externer Drossel oder integrierten Streuflusschenkeln. Hierzu werden beide Anordnungen auf Basis der 3D-FEA simuliert. Als Maß für die Wicklungsverluste wird jeweils der primärseitig bezogene Gesamtwiderstand ($R_{ges} = R_{\sigma,p} + R'_{\sigma,s} + R'_e$) ermittelt, während zur Bewertung der Stromtragfähigkeit die maximale Temperaturerhöhung in der Wicklung ausgewertet wird. Analog zu Abschnitt 3.1 erfolgt die Analyse für einen sinusförmigen Strom mit einem Effektivwert von $I_p = 2 \text{ A}$. Zusätzlich wird die Koppelkapazität zwischen der Primär- und der Sekundärseite des Transformators bestimmt. Die Kapazität zwischen primärseitiger Wicklung und Kühlkörper muss hierfür vollständig berücksichtigt werden, da der Kühlkörper im Gesamtwandler galvanisch mit der Sekundärseite verbunden wird. Ein vereinfachtes Ersatzschaltbild der parasitären Eigenschaften der beiden Koppelnetzwerke ist in Abb. 3.21 gezeigt. Der simulative Ansatz erlaubt eine einfache Variation der Designparameter, so dass der Einfluss auf die parasitären Eigenschaften ermittelt werden kann. Ausgehend von Ausgangsdesigns für beide Transformatoranordnungen, deren Parameter in Tab. 3.5 zusammengefasst sind, wird in diesem Abschnitt die Sensitivität für Änderungen in der PCB-Fläche untersucht. In Anhang A.2 werden zusätzlich der Einfluss der Kupferlagendicke, der Stärke des Trägermaterials (Prepreg) und der TIM-Schichtdicke betrachtet.

Tab. 3.5: Parameter der Ausgangsdesigns für Transformatoren mit erhöhter Längsinduktivität

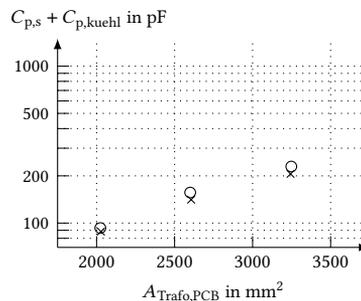
$A_{\text{Trafo,PCB}}$	d_{cu}	d_{Prepreg}	N_{Lagen}	d_{TIM}
2600 mm^2	$70 \text{ }\mu\text{m}$	$400 \text{ }\mu\text{m}$	4	$300 \text{ }\mu\text{m}$



(a)



(b)



(c)

Abb. 3.22: Abhängigkeit der thermischen und elektrischen Transformatoreigenschaften von der PCB-Fläche (a) Temperaturanstieg (b) AC-Wicklungswiderstand (c) Koppelkapazität

In Abb. 3.22 sind die parasitären Eigenschaften der beiden Transformatoranordnungen dargestellt. Damit das relative Verhältnis zwischen den Lösungen direkt abgeschätzt werden kann, wurde eine halblogarithmische Darstellung gewählt. Zunächst sollen die Ergebnisse für die Ausgangsdesigns mit einer PCB-Fläche von $A_{\text{Trafo,PCB}} = 2600 \text{ mm}^2$ betrachtet werden. Der maximale Temperaturanstieg in der Wicklung liegt mit $19,3 \text{ K}$ für die integrierte Streuung um $19,9 \%$ unterhalb der Lösung mit externer Drossel. Für den Transformator mit integrierter Streuung wird so eine

erhöhte Stromtragfähigkeit von 11,7 % erreicht. Die Reduktion des Widerstandes beträgt für den Transformator mit integrierter Streuung 12,6 %, während sich für die Koppelkapazität eine Reduktion von 10,0 % ergibt.

Zusätzlich zeigt Abb. 3.22 die Auswirkungen einer Variation der PCB-Fläche. Alle parasitären Transformatoreigenschaften weisen eine hohe Sensitivität für Änderungen der PCB-Fläche auf. Eine Erhöhung der Fläche um 25 % reduziert beispielsweise die Wicklungstemperatur um durchschnittlich 47,9 %. Dies resultiert aus dem hohen Flächenbedarf der Kernschenkel, so dass bereits kleine Flächenänderungen einen starken Einfluss auf die Wicklungsdimensionen haben. Für den Transformator mit externer Drossel ist die verfügbare Wickelfläche durch den zusätzlichen Schenkel der Drossel weiter verringert. Folglich wird insbesondere für eine kleine PCB-Fläche von $A_{\text{Trafo,PCB}} = 2030 \text{ mm}^2$ ein deutlicher Anstieg der Wicklungstemperatur und des Widerstands für den Transformator mit externer Drossel beobachtet.

Insgesamt zeigt der Transformator mit integrierter Streuung unabhängig von den untersuchten Transformatorparametern verbesserte parasitäre Eigenschaften gegenüber dem Transformator mit externer Drossel. Insbesondere die Wicklungstemperatur und damit die Stromtragfähigkeit werden durch diese Anordnung verbessert. Die Stromtragfähigkeit beider Transformatoren kann durch eine Vergrößerung der genutzten PCB-Fläche oder eine Erhöhung der Kupferlagedicke zusätzlich noch deutlich erhöht werden.

Zusammenfassung

Das Design planarer, leiterplattenintegrierter Transformatoren wird für den Einsatz in DAB-Bordnetzwandlern optimiert. Anhand eines beispielhaften Leiterplattenaufbaus werden die kritischen Entwärmungspfade des Transformators identifiziert. Durch den gezielten Einsatz von thermischen Vias und Kupferplättchen wird die Entwärmung um bis zu 41,8 % verbessert und eine signifikante Erhöhung der Stromtragfähigkeit erreicht. Die geringe Streuinduktivität des planaren Transformators wird durch das Einfügen eines zusätzlichen Streupfades erhöht. Die Luftspaltposition des Streupfades hat dabei einen starken Einfluss auf die zusätzlichen Wicklungsverluste. Durch eine optimierte Integration des Streupfades in den Transformator können die Stromtragfähigkeit und die parasitären Eigenschaften im Vergleich zu einer konventionellen Realisierung mit externer Drossel um etwa 10 % verbessert werden.

4 Hochstromfähige Schaltzellen auf Basis von Leiterplattentechnologie

In einem DAB-Bordnetzwandler wird sowohl primär- als auch sekundärseitig eine MOSFET-Vollbrücke zur Ansteuerung des Transformators eingesetzt. Dadurch kann der Transformator aus Kapitel 3 trotz der weiten Eingangsspannungsbereiche des Wandlers optimal ausgenutzt werden. Für die Vollbrücken wird das in Kapitel 2 vorgestellte 3-Level-Modulationsverfahren eingesetzt, das die Transformatorströme durch die Nutzung von Freilaufzuständen der Vollbrücken optimiert. Die Vollbrückentransistoren werden in diesem Betrieb typischerweise weich eingeschaltet (ZVS) [50]–[52]. Die parasitären Kapazitäten der Transistoren werden dabei während der Totzeit durch den Transformatorstrom umgeladen. Der einschaltende Transistor kann nach Ablauf der Totzeit ohne anliegende Spannung verlustarm geschaltet werden. Das Abschalten des Stroms am Ende der Leitphase eines Transistors erfolgt hingegen hart. Der Strom im Kanal des aktiven Transistors muss in die Diode des gegenüberliegenden, einschaltenden Transistors der Halbbrücke kommutiert werden. Im DAB-Bordnetzwandler können durch die Abschaltvorgänge abhängig vom Schaltzellendesign hohe Verluste entstehen [60], [84]. Insbesondere auf der Sekundärseite ergeben sich durch die geringe Eingangsspannung hohe Schaltströme, die hohe Anforderungen an das Schaltzellendesign stellen (vgl. Tab. 4.1).

Ein typisches Schaltzellendesign aus der industriellen Serienfertigung ist in Abb. 4.1(a) und Abb. 4.1(b) gezeigt. Die Schaltzelle basiert auf SMD-Transistoren und wird analog zum planaren Transformatoraufbau aus Kapitel 3 in die Leistungsplatine integriert. Dies vereinfacht den Aufbau des Wandlers und Anschlussverluste werden minimiert. Da das Trägermaterial der Leiterplatte eine geringe thermische Leitfähigkeit aufweist, werden die Transistoren mit Vias thermisch an den Kühlkörper angebunden. Hinsichtlich der Abschaltverluste ist dieses Schaltzellendesign allerdings nicht optimal, da die Anordnung der Transistoren die Schaltzelleninduktivität erhöht. Daher sollen in diesem Kapitel Verbesserungen des Schaltzellendesigns untersucht werden, die

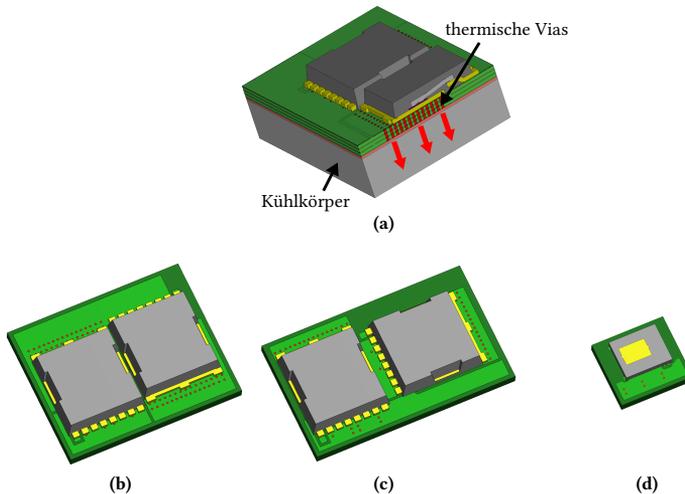


Abb. 4.1: Schaltzellendesigns mit Kühlanbindung **(a)** Entwärmungspfad im Querschnitt **(b)** klassisches TOLL-Schaltzellendesign **(c)** optimiertes TOLL-Schaltzellendesign **(d)** SON-Schaltzellendesign a: © IEEE 2020

Tab. 4.1: Eingangsspannungen und -ströme der Vollbrücken

$U_{p,DC}$	$I_{p,DC,max}$	$U_{s,DC}$	$I_{s,DC,max}$
250 V – 450 V	7 A	10 V – 15 V	100 A

durch eine Reduktion der Schaltzelleninduktivität die Schaltverluste minimieren. Eine Randbedingung ist dabei der Erhalt der guten thermischen Eigenschaften des Ausgangsdesigns. In Abb. 4.1(c) ist beispielhaft ein optimiertes Schaltzellendesign gezeigt. Durch eine Änderung der Transistorposition und der Anschlussführung wird eine Reduktion der Induktivität erreicht. Alternativ kann zur Reduktion der Schaltzelleninduktivität auch ein optimiertes Transistorgehäuse eingesetzt werden. In Abb. 4.1(d) ist ein solches Schaltzellendesign auf Grundlage eines modernen Halbbrücken-SON-Gehäuses gezeigt, das durch seine optimierte interne Struktur eine geringe Schaltzelleninduktivität erreicht.

Das Kapitel ist in zwei Abschnitte gegliedert, in denen Schaltzellen auf der Basis von SMD-Transistoren für den Einsatz im DAB-Bordnetzwandler optimiert werden sollen. Auf Grundlage einer simulativen Untersuchung werden in Abschnitt 4.1 zunächst die unterschiedlichen Verlustmechanismen für die primärseitigen und die sekundärseitigen Schaltzellen betrachtet. Sekundärseitig können sich durch

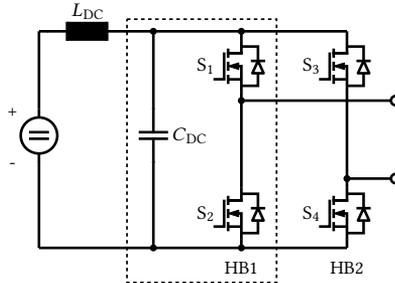


Abb. 4.2: MOSFET-Vollbrücke mit Anschlussinduktivität und Zwischenkreiskondensator

erhöhte Schaltzelleninduktivitäten hohe Abschaltverluste ergeben. Daher wird in Abschnitt 4.2 die Schaltzelleninduktivität drei verschiedener Transistorgehäuse untersucht und ein optimiertes Schaltzellendesign entwickelt. Die erreichte Verringerung der Abschaltverluste soll im finalen Wandlerprototyp zur Reduktion des Transistoraufwands eingesetzt werden. Insbesondere soll eine Parallelschaltung von Transistoren vermieden werden (vgl. Kapitel 6).

4.1 Einfluss der Schaltzelleninduktivität auf die Schaltverluste

In diesem Abschnitt wird die Abhängigkeit der primär- und sekundärseitigen Schaltverluste von der Schaltzelleninduktivität betrachtet. Sowohl für die primär- als auch für die sekundärseitige Schaltzelle werden Silizium-MOSFETs eingesetzt, deren grundlegende Strukturen bereits in den 1980er und 1990er Jahren entwickelt wurden [85], [86]. Durch langjährige Optimierung auch im industriellen Einsatz weisen beide MOSFET-Strukturen eine hohe Technologiereife auf. Die Unterschiede in den Schaltverlusten zwischen Primär- und Sekundärseite ergeben sich daher hauptsächlich aus dem Schaltzellenaufbau und der Strombelastung. Zusätzlich wird durch den Einsatz von Si-Halbleitern auch eine Vergleichbarkeit mit den bisherigen DAB-Wandler-Realisierungen erreicht.

In Abb. 4.2 wird exemplarisch das Schaltbild einer Vollbrücke aus vier MOSFETs gezeigt. Die Induktivität L_{DC} ergibt sich dabei aus der Anschlussinduktivität des Wandlers und zusätzlichen EMV-Filterinduktivitäten. Ein Zwischenkreiskondensator C_{DC} wird niederinduktiv an die Vollbrücke angebunden, um die Eingangsspannung zu stabilisieren und Schaltüberspannungen der Vollbrücke zu verringern. Da die beiden Halbbrücken einer Vollbrücke durch den Zwischenkreiskondensator C_{DC}

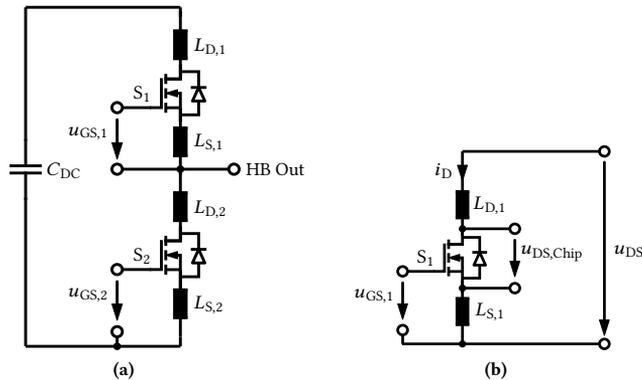


Abb. 4.3: Schaltzelle mit parasitären Induktivitäten (a) gesamt (b) elektrische Größen des ausschaltenden Transistors

in ihrem Schaltverhalten weitgehend entkoppelt sind, wird die Betrachtung im Folgenden auf eine Halbbrücke reduziert. In Abb. 4.3 ist das detaillierte Schaltbild einer Schaltzelle einschließlich ihrer parasitären Induktivitäten abgebildet. Beide Transistoren weisen eine Drain-Induktivität und eine Source-Induktivität zwischen dem jeweiligen Anschluss des Gehäuses und dem Transistor-Chip auf. Zur Vereinfachung werden die parasitären Induktivitäten des Zwischenkreiskondensators und der Anschlüsse zwischen den Bauteilen ebenfalls in der Drain-Induktivität L_D zusammengefasst, da diese elektrisch äquivalent verschoben werden können. Die Source-Induktivität L_S muss hingegen den exakten Bauteilwert abbilden, da die effektive Gate-Steuerspannung $u_{GS,Chip}$ während des Schaltvorgangs direkt durch die Source-Induktivität beeinflusst wird. Für die Analyse wird ein symmetrischer Aufbau der Schaltzelle mit $L_D = L_{D,1} = L_{D,2}$ und $L_S = L_{S,1} = L_{S,2}$ angenommen. Die Gesamtinduktivität der Schaltzelle ergibt sich damit zu $L_{Schaltz} = 2(L_D + L_S)$.

4.1.1 Primärseite (600-V-Superjunction-Technologie)

Für die primärseitige Schaltverlustanalyse wird mit dem „*IPT60R080G7*“ ein Superjunction-MOSFET gewählt [87]. Die elektrischen Eigenschaften des MOSFET sind in Tab. 4.2 zusammengefasst. Anhand eines detaillierten MOSFET-Modells des Herstellers kann das Schaltverhalten in der Schaltungssimulationsanwendung „*LTspice*“ nachgebildet werden [88]. Ein weicher Schaltvorgang (ZVS) mit einem Abschaltstrom von $I_{Schalt} = 10\text{ A}$ ist exemplarisch in Abb. 4.4(a) gezeigt. Durch die nichtlineare Ausgangskapazität des Superjunction-MOSFET steigt die Spannung u_{DS} für $t < 35\text{ ns}$

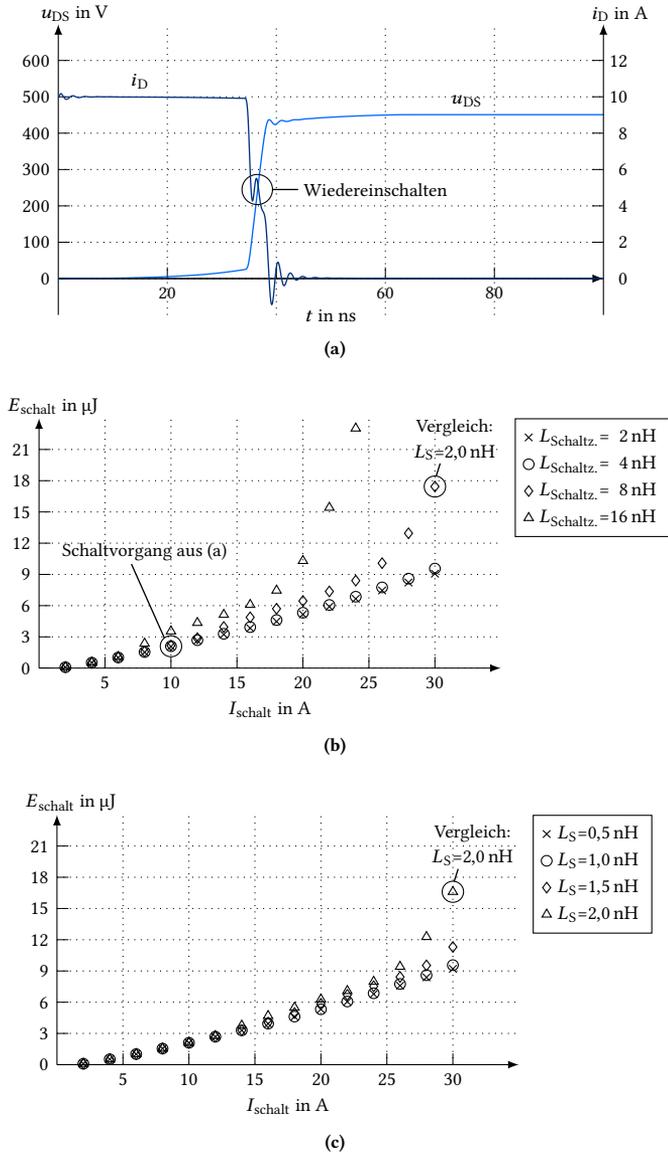


Abb. 4.4: Schaltverhalten der primärseitigen Schaltzelle („IPT60R080G7“)
 (a) Schaltvorgang für $U_{p,DC} = 450 \text{ V}$, $I_{\text{schalt}} = 10 \text{ A}$ und $L_{\text{Schaltz.}} = 4 \text{ nH}$
 (b) Schaltverlustenergie in Abhängigkeit von der Schaltzelleninduktivität ($L_S = L_D$) (c) Schaltverlustenergie in Abhängigkeit von der Source-Induktivität ($L_{\text{Schaltz.}} = 4 \text{ nH}$)

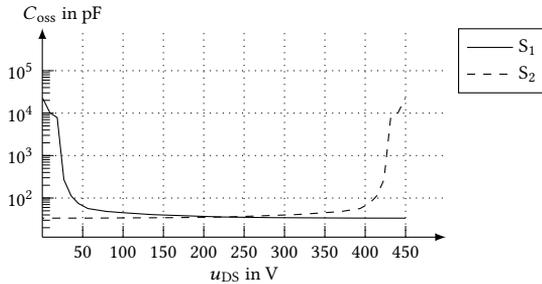


Abb. 4.5: Ausgangskapazität der beiden MOSFET („IPT60R080G7“) einer Halbbrücke in Abhängigkeit von der Spannung u_{DS} für $U_{p,DC} = 450\text{ V}$

Tab. 4.2: Elektrische Eigenschaften der primär- und sekundärseitigen MOSFET

	U_{Br}	$R_{DS,on,typ.}$	$R_{G,int.}$	$U_{Plateau}$	Q_{GD}
<i>IPT60R080G7</i>	600 V	69 mΩ	0,8 Ω	5,0 V	15 nC
<i>IPLU300N04S4-1R1</i>	40 V	0,83 mΩ	1,2 Ω	5,6 V	16 nC

zunächst nur langsam an, obwohl der MOSFET bereits vollständig abgeschaltet ist. Die Abhängigkeit der Ausgangskapazität von der Spannung u_{DS} ist in Abb. 4.5 dargestellt. Erst mit Abnahme der Ausgangskapazität für $u_{DS} > 20\text{ V}$ ergibt sich eine deutliche Spannungsänderung und der Strom kommutiert in den gegenüberliegenden, einschaltenden Transistor. Während der Stromkommutierung wird das Gate durch die Miller-Ladung und die Einkopplung der Source-Induktivität parasitär aufgeladen und der MOSFET-Kanal schaltet bei $i_D \approx 5\text{ A}$ wieder teilweise ein. In der Folge wird die Stromkommutierung abgeschlossen. Die stark ansteigende Ausgangskapazität des einschaltenden MOSFET für $u_{DS} > 430\text{ V}$ reduziert das Überschwingen der Drain-Source-Spannung deutlich.

Basierend auf dem Simulationsergebnis können die Ausschalt- und Einschaltverlustenergie im weichschaltenden Betrieb (ZVS) durch Integration bestimmt werden:

$$E_{off} = \int (u_{DS,1} \cdot i_{D1}) dt \quad (4.1)$$

$$E_{on} = \int (u_{DS,2} \cdot i_{D2}) dt \quad (4.2)$$

Damit der Schaltvorgang auch bei langsamen Umladevorgängen vollständig erfasst wird, wird ein Integrationszeitraum von 250 ns festgelegt. Die Einschalt- und

Ausschaltverlustenergien eines Schaltvorgangs werden im Folgenden zu einer Gesamtschaltverlustenergie zusammengefasst:

$$E_{\text{schalt}} = E_{\text{off}} + E_{\text{on}} \quad (4.3)$$

Die Einschaltverlustenergie kann im weichschaltenden Betrieb durch das Entladen der gespeicherten Energie auch negativ sein. Die Summe der beiden Verlustkomponenten bildet somit auch die Umladevorgänge der gespeicherten Energien ab. Die Schaltverlustenergie ist in Abb. 4.4(b) für eine Variation der Schaltzelleninduktivität L_{Schaltz} von 2 nH bis 16 nH dargestellt. Die Drain- und Source-Induktivitäten sind in dieser Simulation jeweils gleich groß und betragen $L_{\text{D}} = L_{\text{S}} = L_{\text{Schaltz}}/4$. Für große Induktivitäten ($L_{\text{Schaltz}} \geq 8$ nH) wird bei hohen Abschaltströmen ein signifikanter Verlustanstieg durch Wiedereinschalten beobachtet. Unterhalb von 4 nH ist die Schaltverlustenergie hingegen weitgehend unabhängig von der Schaltzelleninduktivität. Da das Wiedereinschalten wesentlich durch die Source-Induktivität L_{S} beeinflusst wird, wird dieser Einfluss auf die Schaltverlustenergie in Abb. 4.4(c) gesondert untersucht. Die Schaltzelleninduktivität wird dafür fest zu $L_{\text{Schaltz}} = 4$ nH gewählt und das Verhältnis von Source- und Drain-Induktivität variiert. Beim Vergleich der Ergebnisse aus Abb. 4.4(c) mit Abb. 4.4(b) zeigt sich der dominante Einfluss der Source-Induktivität. Die Schaltverlustenergie im Vergleichspunkt mit $L_{\text{S}} = 2$ nH ist nahezu unabhängig von der Drain-Induktivität ((b): $L_{\text{D}} = 2$ nH, (c): $L_{\text{D}} = 0$ nH). Zur Optimierung des Schaltverhaltens bei hohen Schaltströmen muss das durch die Source-Induktivität verursachte Wiedereinschalten des Transistors verhindert werden. Einerseits kann hierzu direkt die wirksame Source-Induktivität durch eine Optimierung des Schaltzellendesigns oder eine Kelvin-Source-Anordnung reduziert werden [89], [90]. Zusätzlich kann das Wiedereinschalten durch das Ansteuern mit einer negativen Gate-Spannung oder durch den Einsatz von Snubberkondensatoren optimiert werden [32].

4.1.2 Sekundärseite (40-V-Trench-Technologie)

Für die sekundärseitige Schaltverlustanalyse wird mit dem „*IPLU300N04S4-1R1*“ ein Trench-MOSFET gewählt [91], [92]. Die elektrischen Eigenschaften des sekundärseitigen MOSFET sind in Tab. 4.2 zusammengefasst. Die Kombination aus hoher Miller-Plateau-Spannung, niedrigem internem Gate-Widerstand und geringer Miller-Ladung ermöglicht auch ohne den Einsatz einer negativen Gate-Spannung ein dynamisches Abschaltverhalten des MOSFETs. Das Simulationsergebnis für einen weichen Schaltvorgang (ZVS) mit einem Abschaltstrom von $I_{\text{schalt}} = 100$ A ist in Abb. 4.6(a)

4 Hochstromfähige Schaltzellen auf Basis von Leiterplattentechnologie

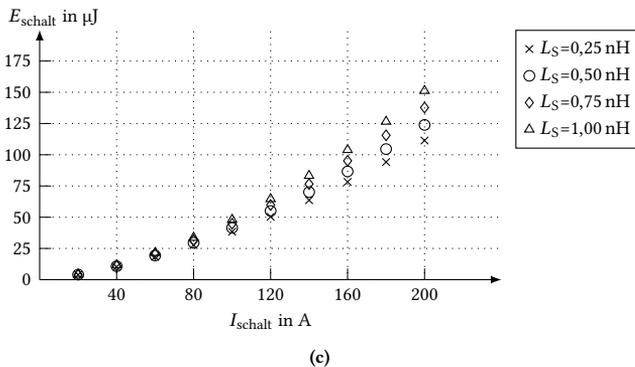
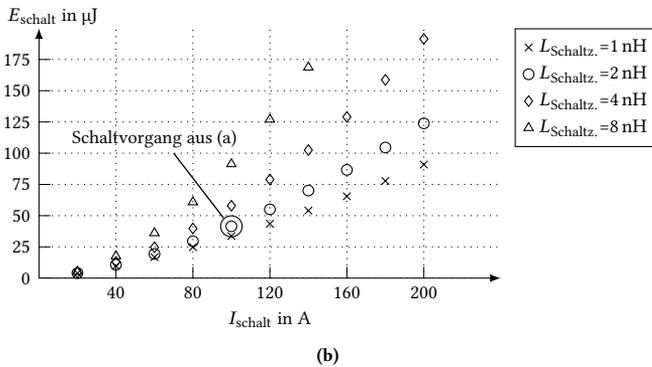
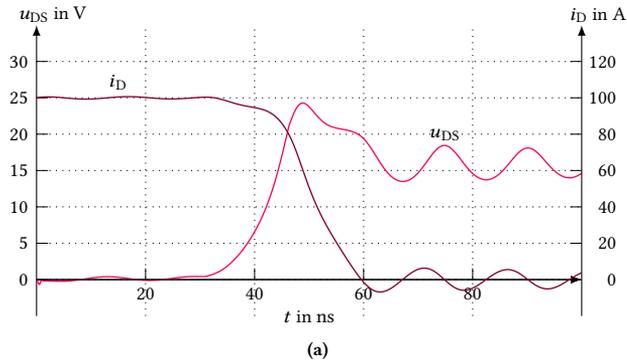


Abb. 4.6: Schaltverhalten der sekundärseitigen Schaltzelle („IPLU300N04S4-1R1“) (a) Schaltvorgang für $U_{p,DC} = 15\text{ V}$, $I_{schalt} = 100\text{ A}$ und $L_{Schaltz} = 2\text{ nH}$ (b) Schaltverlustenergie in Abhängigkeit von der Schaltzelleninduktivität ($L_S = L_D$) (c) Schaltverlustenergie in Abhängigkeit von der Source-Induktivität ($L_{Schaltz} = 2\text{ nH}$)

dargestellt. Nach einer Schaltverzugszeit von etwa 35 ns beginnt der MOSFET-Kanal abzuschalten. Aufgrund der geringen Ausgangskapazität des Transistors führt das Abschalten des MOSFET-Kanals zu einem steilen Spannungsanstieg. Bei einer Eingangsspannung von $U_{p,DC} = 15\text{ V}$ ergibt sich mit $\hat{u}_{DS} = 24,6\text{ V}$ eine deutliche Überspannung. In der Folge kommutiert der Strom in den gegenüberliegenden, einschaltenden MOSFET und die Überspannung klingt oszillierend ab. Der simulative Ansatz ermöglicht auch die Bestimmung der internen Spannung $u_{DS,Chip}$ am MOSFET-Chip. Die Spannung $u_{DS,Chip}$ hat einen Maximalwert von 33,1 V (bzw. 35,6 V für $I_{Schalt} = 200\text{ A}$). Für eine weitere, signifikante Beschleunigung des Abschaltvorgangs würde die Spannung $u_{DS,Chip}$ die Durchbruchspannung überschreiten.

Abbildung 4.6(b) zeigt die Schaltverlustenergie für eine Variation der Schaltzelleninduktivität $L_{Schaltz}$. Die geringere Eingangsspannung der Sekundärseite reduziert die Kriechstreckenanforderungen gegenüber der primärseitigen Schaltzelle. Für den Vergleich mit der Primärseite wurde daher eine reduzierte Schaltzelleninduktivität von 1 nH bis 8 nH gewählt. Die sekundärseitige Schaltverlustenergie liegt bei gleichem Leistungsprodukt $U_{dc} \cdot I_{Schalt}$ deutlich höher als die primärseitige Verlustenergie. Durch die hohen Abschaltströme wird neben dem Abschaltverlust noch eine weitere Verlustkomponente relevant. Während der Totzeit sind beide MOSFETs ausgeschaltet, so dass nach dem Ausschaltvorgang (inklusive Umladen der Ausgangskapazitäten) die Body-Diode den Strom übernimmt. Diese Verlustenergie kann wie folgt angenähert werden:

$$E_{Diode} \approx U_{Diode} I_{Schalt} (t_{tot} - t_{off}) \quad (4.4)$$

Für die Body-Diode ergibt sich so ein maximaler Verlustanteil von $E_{Diode} \approx 40\text{ }\mu\text{J}$. Dieser verhält sich, weitgehend unabhängig von der Schaltzelleninduktivität, linear zum Abschaltstrom und kann durch eine Verkürzung der Totzeit reduziert werden. Der verbleibende Anteil der Schaltverlustenergie E_{off} repräsentiert die Abschaltverluste des Transistors. Analog zur gespeicherten Energie in der Schaltzelleninduktivität verhalten sich die Abschaltverluste in erster Näherung quadratisch zum Abschaltstrom. Die Simulationsergebnisse des betrachteten MOSFET werden angenähert durch:

$$E_{off} = E_{Schalt} - E_{Diode} \approx 0,85 L_{Schaltz} I_{Schalt}^2 \quad (4.5)$$

Die Abschaltverlustenergie ist durch nichtideales Schaltverhalten näherungsweise um einen Faktor 3,4 gegenüber der vor dem Schaltvorgang in der Schaltzelleninduktivität gespeicherten Energie erhöht. Dieser Verlustanteil entspricht damit weitgehend der von Krismer et al. vorgestellten empirischen Näherung für hohe Abschaltströme [60]. In Abb. 4.6(c) wird für eine feste Schaltzelleninduktivität von $L_{Schaltz} = 2\text{ nH}$ der Einfluss des Verhältnisses von Source- und Drain-Induktivität betrachtet. Der

beobachtete Einfluss ergibt sich hauptsächlich aus einer Änderung der Abschaltgeschwindigkeit, die im realen Aufbau zur Begrenzung der Überspannung wieder kompensiert werden muss. In Anhang A.3 wird zusätzlich der Einfluss der Parameter Eingangsspannung, Gate-Widerstand und Temperatur auf die Schaltverlustenergie ermittelt.

Die Optimierung des Schaltzellendesign hinsichtlich der Schaltverluste resultiert in zwei unterschiedlichen Strategien für die Primär- und Sekundärseite. Primärseitig werden im weichschaltenden Bereich bereits ohne weitere Maßnahmen geringe Schaltverluste erreicht. Zur Optimierung, für insbesondere sehr hohe Schaltströme, sollte das Wiedereinschalten infolge der Stromkommutierung abgeschwächt werden. Dies kann beispielsweise durch eine negative Gate-Spannung erreicht werden. Sekundärseitig können solche Maßnahmen zur Optimierung der Abschaltgeschwindigkeit nur eingeschränkt eingesetzt werden, da diese die Schaltüberspannung erhöhen. Aufgrund der gespeicherten Energie in der parasitären Schaltzelleninduktivität ergeben sich hier auch im weichschaltenden Betrieb hohe Schaltverluste. Für eine Minimierung der sekundärseitigen Schaltverluste muss daher eine Reduktion der Schaltzelleninduktivität L_{Schaltz} angestrebt werden.

4.2 Reduktion der Schaltzelleninduktivität¹

In diesem Abschnitt wird die Schaltzelleninduktivität verschiedener leiterplattenintegrierter Schaltzellendesigns für die Sekundärseite des Wandlers ermittelt. Bisherige Untersuchungen zeigen, dass durch ein optimiertes PCB-Layout eine signifikante Reduktion der Schaltzelleninduktivität erzielt werden kann [94]–[97]. Allerdings wurden in diesen Untersuchungen die thermischen Randbedingungen für die AVT nicht ausreichend berücksichtigt. Es wurden insbesondere hocheffiziente Wandler mit geringen Gesamtverlusten im Transistor ($< 5 \text{ W}$ pro Transistorgehäuse) betrachtet. Die Integration eines Kühlpfads hat jedoch einen signifikanten Einfluss auf die Induktivität eines Schaltzellendesigns und die resultierenden Schaltverluste.

4.2.1 Transistorgehäuse und AVT

Ein typisches Beispiel für den Aufbau einer hochstromfähigen Schaltzelle ist in Abb. 4.7 abgebildet. Für eine Erhöhung der Stromtragfähigkeit wird die Entwärmung der Transistoren optimiert. Die Transistoren werden in diesem Aufbau durch ihre

¹Inhalte dieses Abschnitts wurden im Rahmen eines Konferenzbeitrags veröffentlicht [93]. © IEEE 2020

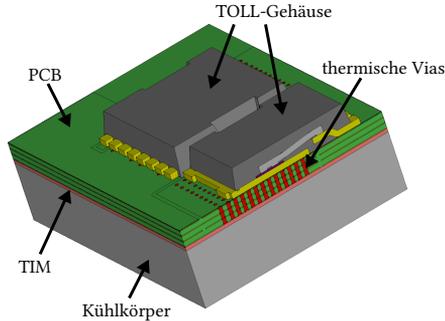


Abb. 4.7: Querschnitt einer nach unten gekühlten Schaltzelle © IEEE 2020

Tab. 4.3: Halbbrückenfläche für verschiedene Transistorgehäuse © IEEE 2020

TOLL	LFPAK	SON
$2 \cdot 114,5 \text{ mm}^2$	$2 \cdot 29,4 \text{ mm}^2$	$30,0 \text{ mm}^2$

Anschlüsse (Drain-Tab und Source-Pins) nach unten entwärmt. Dafür wird die Leiterplatte mit einem thermisch leitfähigen Gel (TIM) auf einen Kühlkörper aufgebracht. Da das Trägermaterial der Leiterplatte eine geringe thermische Leitfähigkeit aufweist, werden die Transistoren mit Vias thermisch an den Kühlkörper angebunden (vgl. Kapitel 3). Diese thermischen Vias schränken allerdings das elektrische Layout der Schaltzelle auf den Innenlagen ein und beeinträchtigen so die Minimierung der Schaltzelleninduktivität.

Für die Optimierung des Schaltzellendesigns werden im Folgenden drei verschiedene Transistorgehäuse betrachtet. Typischerweise wird in Hochstromanwendungen entweder das Transistor-Outline-Leadless-Package (TOLL) aus Abb. 4.8(a) oder das Loss-Free-Package (LFPAK) aus Abb. 4.8(b) eingesetzt. Beide zeichnen sich durch ihre geringen elektrischen und thermischen Widerstände aus. Für das TOLL und LFPAK hat jeder Transistor ein eigenes Gehäuse, so dass eine Halbbrücke aus zwei Bauteilen besteht. Im Gegensatz dazu integriert das Small-Outline-No-Lead-Package (SON) aus Abb. 4.8(c) beide Transistoren der Halbbrücke in einem Gehäuse. Die Layoutfläche der Transistorgehäuse für jeweils eine Halbbrücke ist in Tab. 4.3 zusammengefasst. Mit dem SON-Gehäuse sind sehr kompakte Schaltzellendesigns realisierbar, während das TOLL-Gehäuse eine große Kühlfläche ermöglicht. Die interne Struktur der Transistorgehäuse wird in Abb. 4.9 gezeigt. Im TOLL-Gehäuse wird der Source-Anschluss über Wire-Bonds hergestellt. Das LFPAK setzt hingegen einen Kupfer-Clip ein, der den elektrischen Widerstand reduziert. Im SON-Gehäuse

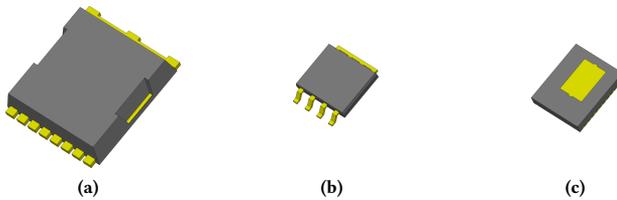


Abb. 4.8: Transistorgehäuse (a) TOLL (b) LFPAK (c) SON © IEEE 2020

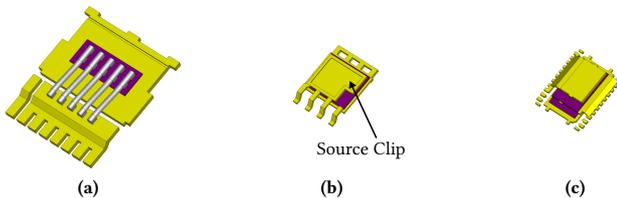


Abb. 4.9: Innere Struktur der Transistorgehäuse (a) TOLL (b) LFPAK (c) SON © IEEE 2020

sind die beiden MOSFET-Chips übereinandergestapelt. Für die Verbindung zu den Gehäuseanschlüssen werden Kupfer-Clips eingesetzt. Alle drei Transistorgehäuse sind für eine rückseitige Kühlung optimiert und können entsprechend der Abb. 4.7 über thermische Vias an einen Kühlkörper angebunden werden.

4.2.2 Schaltzellendesign

Ein klassisches Schaltzellendesign basierend auf dem TOLL-Gehäuse zeigt Abb. 4.10(a). Das PCB-Trägermaterial und das TIM sind für die elektrische Betrachtung ausgeblendet. Tabelle 4.4 fasst die PCB-Designparameter des Aufbaus zusammen. Da die thermischen Vias einen elektrischen Rückpfad unterhalb des Transistors ausschließen, wird ein Transistor um 180° gedreht. Es ergibt sich eine laterale Stromschleife in der Schaltzelle. Die detaillierten PCB-Layouts für alle vorgestellten Schaltzellendesigns werden in Anhang A.4 gezeigt. Am Schaltknoten der Halbbrücke (HB out) werden der Drain- und der Source-Anschluss der beiden Transistoren auf allen vier Lagen verbunden. Auf jeweils zwei Lagen werden der positive (+) und negative (-) Anschluss der Halbbrücke breit und verschachtelt herausgeführt, was die parasitäre Induktivität der Anschlüsse reduziert. Da die Ergebnisse im weiteren Verlauf auf eine Vollbrückenordnung übertragen werden sollen, wurde die Breite der Anschlüsse

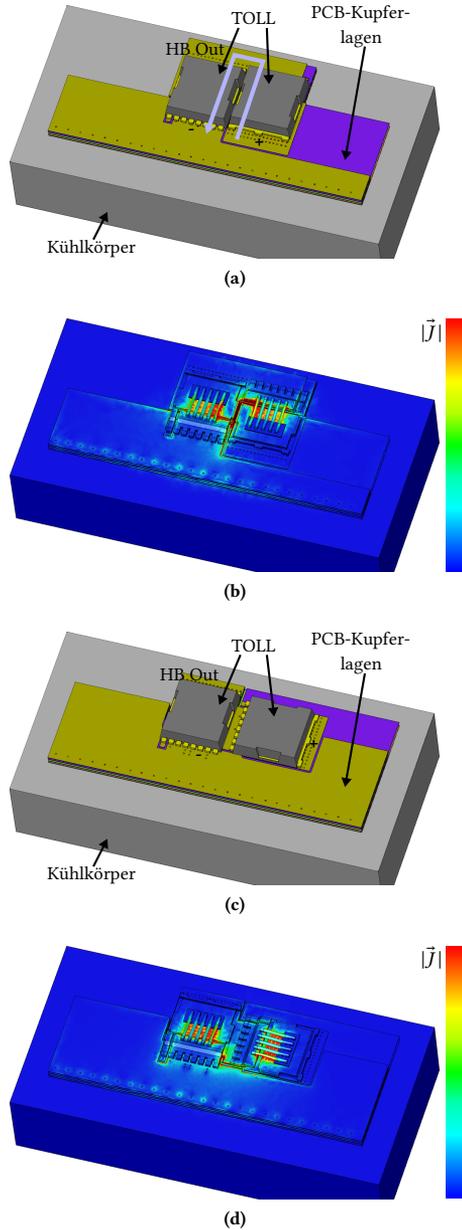


Abb. 4.10: FEA-Modelle für die TOLL-Schaltzellendesigns (a) klassisches Design (b) Stromverteilung (klass.) (c) optimiertes Design (d) Stromverteilung (opt.)
© IEEE 2020

Tab. 4.4: PCB-Designparameter zur Ermittlung der Schaltzelleninduktivität
© IEEE 2020

N_{Lagen}	d_{cu}	d_{Prepreg}	d_{TIM}	$d_{\text{Kriechstr}}$
4	70 μm	400 μm	300 μm	300 μm

entsprechend erweitert. Der Abstand zwischen den beiden TOLL-Gehäusen wurde auf die minimale Kriechstrecke von $d_{\text{Kriechstr}} = 300 \mu\text{m}$ reduziert, um die Ausdehnung der Stromschleife zu verkleinern.

Die Schaltzelleninduktivität wird anhand einer detaillierten 3D-FEA („*CST Studio Suite*“) ermittelt. Dies ermöglicht einen Einblick in die Strom- und Flussverteilung in der Schaltzelle für eine weitere Optimierung der Anordnung. Für die Analyse wird ein sinusförmiger Strom mit einer Frequenz von 2 MHz in die kurzgeschlossene Schaltzelle eingespeist. Zur Vereinfachung werden die Vias in der Simulation als gefüllte Quader mit angepasster elektrischer Leitfähigkeit angenommen. Außerdem wird die Metallisierung der Transistorchips als perfekter elektrischer Leiter betrachtet. Die resultierende Stromverteilung für das klassische TOLL-Design ist in Abb. 4.10(b) dargestellt. Der Kunststoffverguss wurde für einen Einblick in das Transistorgehäuse ausgeblendet. An den inneren Kanten der PCB-Kupferlagen führt der Proximity-Effekt zu einer erhöhten Stromdichte. Weiterhin werden in den äußeren Wire-Bonds und auf der Oberfläche des Drain-Tabs hohe Stromdichten beobachtet. Daher ergeben sich besonders zwischen den beiden Transistoren und im Transistorgehäuse hohe magnetische Energiedichten, die in einer erhöhten Induktivität resultieren. Aus der FEA wird eine Schaltzelleninduktivität von $L_{\text{TOLL, klass.}} = 2,59 \text{ nH}$ bestimmt.

Mit Hilfe einer Anpassung des PCB-Layouts soll die Induktivität nun für die TOLL-Schaltzelle verbessert werden. In Abb. 4.10(c) wurde der High-Side-Transistor dafür um 90° gedreht, was eine kurze und breite Anbindung zwischen den beiden Transistoren am Schaltknoten ermöglicht. So kann der Fluss außerhalb der Transistorgehäuse signifikant reduziert werden. Die resultierende Stromverteilung ist für diese Schaltzelle in Abb. 4.10(d) dargestellt. Durch Verschachteln der Transistoranschlüsse auf den Innenlagen konnte eine weitere Verbesserung der Stromverteilung erreicht werden. Dies ist in den detaillierten PCB-Layouts in Anhang A.4 gezeigt. Damit der kompensierende Gegenstrom auf den Innenlagen nicht beeinträchtigt wird, muss für dieses Design der Fokus besonders auf die Via-Platzierung gelegt werden. Insbesondere zwischen den beiden Transistoren sollten die Innenlagen nicht durch eine zu hohe Anzahl von Vias zerschnitten werden, da sich hier der Strom stark

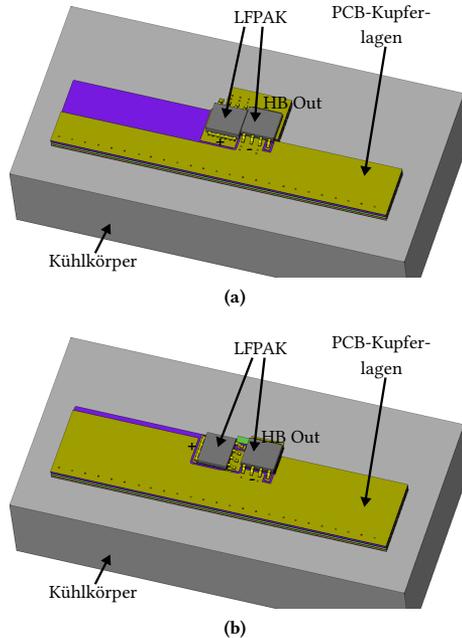


Abb. 4.11: FEA-Modelle für die LFPAK-Schaltzellendesigns (a) klassisches Design (b) optimiertes Design © IEEE 2020

konzentriert. Die Schaltzelleninduktivität für dieses optimierte PCB-Layout beträgt $L_{TOLL, klass.} = 1,94 \text{ nH}$.

Für das TOLL-Gehäuse verhindert der Abstand zwischen dem Drain-Tab und den Wire-Bonds eine effektive Flusskompensation im Transistorgehäuse. Die Abmessungen des TOLL-Gehäuses führen außerdem zu einem verlängertem Strompfad. Das kompaktere LFPAK kann daher den Beitrag des Gehäuses zur Schaltzelleninduktivität reduzieren. Ein klassisches Schaltzellendesign basierend auf dem LFPAK wird in Abb. 4.11(a) gezeigt. Die Induktivität beträgt $L_{LFPAK, klass.} = 1,91 \text{ nH}$. Zur Optimierung wurde in Abb. 4.11(b) wiederum der High-Side-Transistor um 90° gedreht, so dass eine breite Anbindung an den Low-Side-Transistor ermöglicht wird. Für das optimierte Design erreicht das LFPAK eine Schaltzelleninduktivität von $L_{LFPAK, opt.} = 1,37 \text{ nH}$. Durch die Position des Gate-Pins ergibt sich gegenüber den TOLL-Designs eine vertauschte Anordnung von High-Side- und Low-Side-Transistor.

Das SON-Gehäuse vereinfacht aufgrund seiner integrierten Halbbrückenstruktur das PCB-Layout. Im Schaltzellendesign in Abb. 4.12 kann ausschließlich die Positionierung

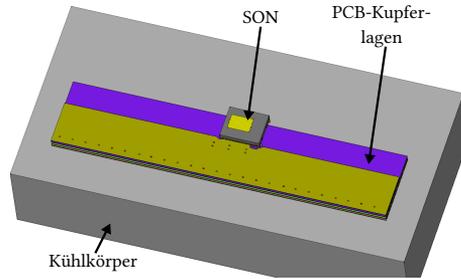


Abb. 4.12: FEA-Modell für das SON-Schaltzellendesign © IEEE 2020

der Vias für eine gleichmäßige Stromverteilung in den Kupferlagen optimiert werden. Die FEA resultiert in einer sehr geringen Schaltzelleninduktivität von $L_{SON} = 0,53 \text{ nH}$. Die gestapelten Transistorchips verkürzen den Strompfad im Gehäuse und die Kupfer-Clips verbessern die Flusskompensation im Anschlussbereich. Die Simulationsergebnisse werden in Tab. 4.5 den Messergebnissen des nächsten Abschnitts gegenübergestellt. In der Betrachtung wurde der Beitrag des Zwischenkreiskondensators C_{DC} zur parasitären Induktivität zunächst vernachlässigt. Für eine geeignete Platzierung der Kondensatoren (Abb. 4.15: SON mit Kondensatoren) ist diese Induktivität mit $0,14 \text{ nH}$ jedoch sehr gering.

4.2.3 Dedizierter Messaufbau zur Induktivitätsbestimmung

Alle gezeigten Schaltzellendesigns wurden ebenfalls als Hardwareaufbau realisiert, um die Ergebnisse der FEA zu bestätigen. Da eine direkte Messung der Schaltzelleninduktivität im niedrigen nH-Bereich mit hoher Genauigkeit sehr aufwendig ist, wurde für die Messung ein angepasster Testaufbau entwickelt. Dafür wird die Halbbrücke mit einem Messtransformator mit einem Windungszahlverhältnis von $n = 10$ verschaltet und die Induktivität an der Primärseite des Transformators gemessen (vgl. Abb. 4.13(a)). Die Schaltzelleninduktivität wird in der primärseitigen Messung mit einem Faktor von $n^2 = 100$ übersetzt, so dass sich für die primärseitige Induktivitätsmessung ein erwarteter Messbereich von $50 \text{ nH} - 300 \text{ nH}$ ergibt. Dieser Messbereich kann durch eine typische Impedanzmessung genau erfasst werden. Allerdings weist der eingefügte Messtransformator eine Streuinduktivität L_σ auf, die die primärseitige Messung verfälscht. Das entsprechende Ersatzschaltbild ist in Abb. 4.13(b) dargestellt. Zur Korrektur dieses systematischen Messfehlers muss der Wert der Streuinduktivität bestimmt werden. Dafür wird eine Korrekturmessung durchgeführt, für die der Messtransformator sekundärseitig kurzgeschlossen wird

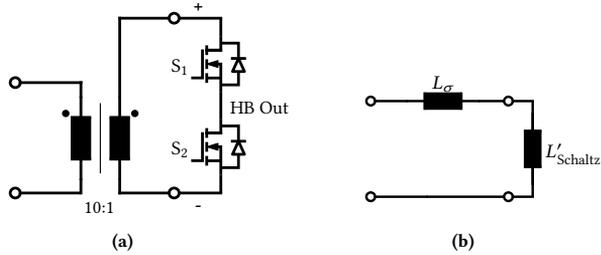


Abb. 4.13: Topologie zur Bestimmung der Schaltzelleninduktivität (a) Schaltzelle mit Messtransformator (b) vereinfachtes Ersatzschaltbild auf Basis äquivalenter Serieninduktivitäten © IEEE 2020

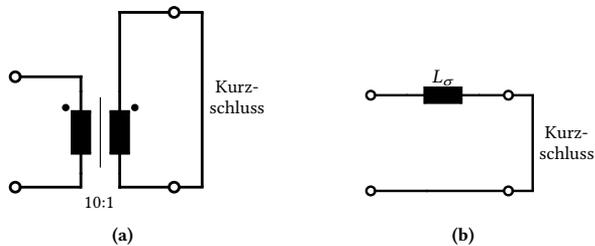


Abb. 4.14: Topologie zur Fehlerkorrektur (a) kurzgeschlossener Messtransformator (b) vereinfachtes Ersatzschaltbild auf Basis äquivalenter Serieninduktivitäten © IEEE 2020

(vgl. Abb. 4.14). Es wird ein niederinduktiver Kurzschluss angestrebt, damit die Streuinduktivität des Transformators direkt gemessen werden kann. Die Schaltzelleninduktivität ist dann gegeben durch:

$$L_{\text{Schaltz}} = \frac{L_{\text{ges}} - L_{\sigma}}{n^2} \quad (4.6)$$

Auch für die Verbindung vom Messtransformator zur Schaltzelle muss eine geringe parasitäre Induktivität erreicht werden, damit die Messung nicht verfälscht wird. Dazu wird der Messtransformator in die Schaltzellenplatine integriert und über die volle Breite mit der Schaltzelle verbunden. Die entsprechende Leiterplatte ist in Abb. 4.15 gezeigt. Alle Schaltzellen werden auf einem einzigen Leiterplattennutzen realisiert, so dass sich geringe Unterschiede in den Leiterplattentoleranzen zwischen den Messaufbauten ergeben. Insbesondere Abweichungen im Vergleich zur Kurzschlussmessung würden die Korrektur der Streuinduktivität des Transformators verfälschen. Der verbleibende systematische Messfehler durch Leiterplattentoleranzen soll bewertet

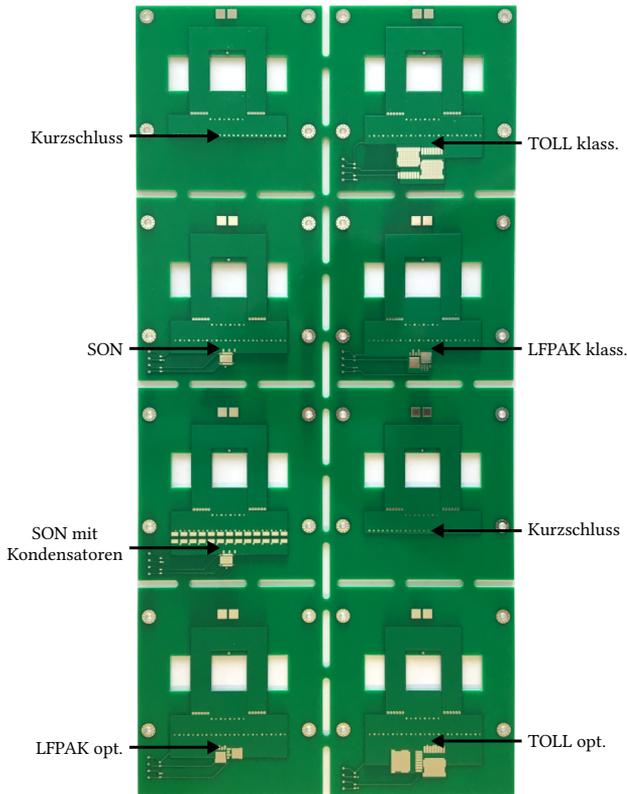


Abb. 4.15: Leiterplatte für Schaltzellen- und Korrekturmessungen © IEEE 2020

werden, indem eine zweite Korrekturmessung auf dem Leiterplattennutzen platziert wird.

Exemplarisch wird der Messaufbau für das klassische TOLL-Schaltzellendesign in Abb. 4.16(a) gezeigt. Der Messtransformator wird dafür analog zu Kapitel 3 mit einem EI-Kernset aufgebaut. Abstandhalter stellen einen Abstand von $d_{TIM} = 300 \mu\text{m}$ zwischen der Leiterplatte und dem Kühlkörper sicher. Die TOLL-Transistoren werden mittels eines Reflow-Prozesses verlötet. Für die Messung der Schaltzelleninduktivität werden die Transistoren durch eine externe Gate-Spannungsversorgung eingeschaltet und der Impedanzanalysator mit den primärseitigen Messanschlüssen verbunden. Der Messaufbau der Korrekturmessung ist in Abb. 4.16(b) gezeigt. Abgesehen von der Leiterplatte wird der gleiche Messaufbau verwendet. Anstelle der Halbbrücke ist die Sekundärseite über die gesamte Breite mit Vias kurzgeschlossen. Für den direkten

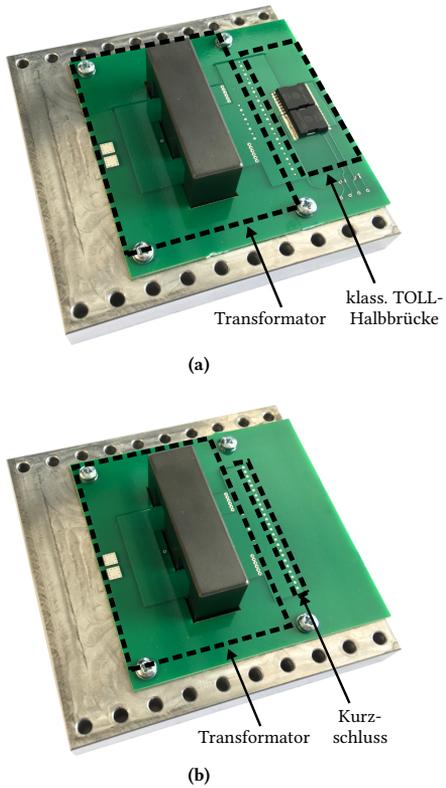


Abb. 4.16: Messaufbau zur Bestimmung der Schaltzelleninduktivität (a) klassisches TOLL-Schaltzellendesign (b) Korrekturmessung mit kurzgeschlossenem Transformator © IEEE 2020

Tab. 4.5: Ergebnisse für die Schaltzelleninduktivität © IEEE 2020

	FEA	Messung	relative Abweichung
TOLL klass.	2,59 nH	2,41 nH	7 %
TOLL opt.	1,94 nH	1,75 nH	11 %
LFPAK klass.	1,91 nH	2,02 nH	5 %
LFPAK opt.	1,37 nH	1,40 nH	2 %
SON	0,53 nH	0,56 nH	5 %

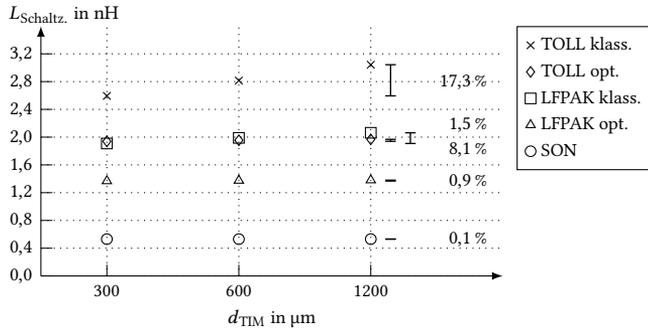
Vergleich mit der FEA wird die Induktivität bei einer Frequenz von 2 MHz ausgewertet. Die Induktivitätsdifferenz zwischen den beiden Korrekturmessungen beträgt für diesen Aufbau 1,8 nH. Bezogen auf die sekundärseitige Schaltzelleninduktivität entspricht dies einem vernachlässigbaren Fehler von 0,018 nH.

Die Messergebnisse nach Korrektur sind für alle Schaltzellendesigns in Tab. 4.5 zusammengefasst. Für die niederinduktive SON-Schaltzelle ergibt sich eine Abweichung von 0,03 nH gegenüber der mittels FEA bestimmten Induktivität. Dies bestätigt die hohe Genauigkeit der angewandten Messmethode. Für die LFPAK-Designs ergibt sich eine maximale Induktivitätsabweichung von 0,11 nH (relative Abweichung: 5 %) gegenüber der FEA. Die maximale Abweichung zwischen Messung und FEA ist für die TOLL-Designs mit 0,19 nH (relative Abweichung: 11 %) leicht erhöht. Beide TOLL-Designs zeigen einen ähnlichen Fehler, so dass vermutlich eine Ungenauigkeit in der Modellierung der internen Struktur des TOLL-Gehäuses vorliegt.

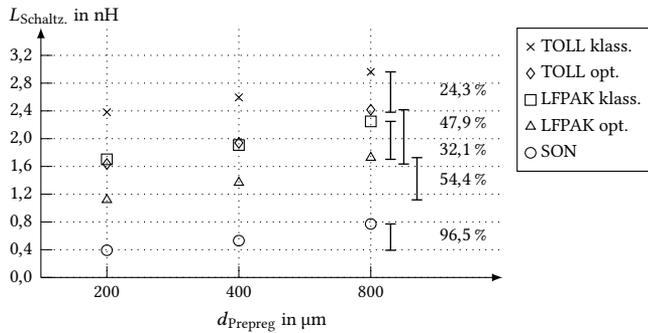
4.2.4 Einfluss zentraler Designparameter

Die Designparameter TIM-Dicke, Leiterplattendicke und Schaltgeschwindigkeit wurden in FEA und Messung bisher konstant gehalten, so dass eine Vergleichbarkeit der Schaltzellenanalyse erreicht wird. Diese Parameter sind jedoch stark abhängig von der jeweiligen Anwendung. Daher wird abschließend der Einfluss von Parameteränderungen auf die Schaltzelleninduktivität untersucht. Nachdem bereits die Genauigkeit der FEA bestätigt werden konnte, wird diese Analyse simulativ durchgeführt. Die TIM-Dicke bestimmt den Abstand zwischen der Leiterplatte und dem Kühlkörper. Der Einfluss der TIM-Dicke auf die Schaltzelleninduktivität ist in Abb. 4.17(a) für eine Variation von 300 μm bis 1200 μm dargestellt. Für die klassischen Schaltzellendesigns ergibt sich durch die Erhöhung der TIM-Dicke ein signifikanter Anstieg der Induktivität um 17,3 % (TOLL) und 8,1 % (LFPAK). Im Kühlkörper ergeben sich Wirbelströme, die den magnetischen Fluss der Schaltzelle teilweise kompensieren. Mit steigendem Abstand des Kühlkörpers nimmt die Flusskompensation ab. Für die optimierten Designs und die SON-Schaltzelle bleibt die Induktivität hingegen näherungsweise konstant, da die Flusskompensation bereits weitgehend durch das verschachtelte Layout in der Leiterplatte erreicht werden kann.

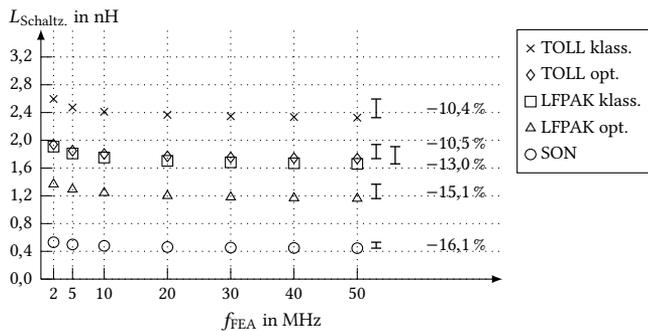
Die Leiterplattendicke wird wesentlich von der Dicke des PCB-Trägermaterials und der Anzahl der Kupferlagen bestimmt. Exemplarisch soll hier eine Änderung der Dicke des PCB-Trägermaterials betrachtet werden. Die Schaltzelleninduktivität ist in Abb. 4.17(b) für eine Variation von 200 μm bis 800 μm dargestellt. Alle Schaltzellendesigns zeigen eine Abhängigkeit von der Dicke des Trägermaterials. Für



(a)



(b)



(c)

Abb. 4.17: Einfluss der Designparameter auf die Schaltzelleninduktivität (a) TIM-Dicke (b) Dicke des PCB-Trägermaterials (c) FEA-Frequenz © IEEE 2020

das SON-Design wird eine sehr starke Änderung um 96,5 % ermittelt. Hier tragen aufgrund des niederinduktiven Gehäuses insbesondere die Anschlüsse der Schaltzelle in der Leiterplatte zur Gesamtinduktivität bei. Durch den größeren Abstand der Kupferlagen verringert sich die Flusskompensation benachbarter Lagen. Auch die optimierten, flusskompensierten Schaltzellen zeigen mit 47,9 % (TOLL) und 54,4 % (LFPAK) noch deutliche Änderungen der Induktivität. Für die klassischen Schaltzellendesigns ergibt sich hingegen mit 24,3 % (TOLL) und 32,1 % (LFPAK) eine geringere Abhängigkeit von der Dicke des Trägermaterials, da der magnetische Fluss hauptsächlich durch den Kühlkörper geschirmt wird.

Eine Erhöhung der Schaltgeschwindigkeit des Transistors verstärkt Skin- und Proximityeffekte in der Schaltzelle. Der Strom konzentriert sich zunehmend in Bereichen hoher magnetischer Flussdichte, so dass sich eine reduzierte Schaltzelleninduktivität ergibt. Die Frequenz der FEA-Anregung wurde von 2 MHz bis auf 50 MHz erhöht, um diesen Effekt nachzubilden. Eine Analyse bei 2 MHz entspricht dabei einer langsamen Anstiegszeit oberhalb von 100 ns, während 50 MHz einen schnellen Anstieg unterhalb von 10 ns nachbilden. Die Induktivität wird für alle Schaltzellen vergleichbar um 10,4 % bis 16,1 % reduziert. Die größte Änderung wird dabei zwischen 2 MHz und 20 MHz festgestellt. Für hochfrequente, schnell schaltende Anwendungen (vgl. Schaltgeschwindigkeit in Abb. 4.6) liegt die effektive Schaltzelleninduktivität daher noch leicht unter den Werten aus Tab. 4.5. Insgesamt kann unabhängig von der Wahl der Parameter ein signifikanter Induktivitätsvorteil der optimierten Schaltzellendesigns gegenüber den klassischen Designs festgestellt werden.

Zusammenfassung

In der Hochstromanwendung von Schaltzellen im DAB-Bordnetzwandler haben die Abschaltverluste einen signifikanten Verlustanteil. Am Beispiel einer 600-V-Superjunction-Technologie und einer 40-V-Trench-Technologie werden die unterschiedlichen Schaltverlustmechanismen im weichschaltenden Betrieb (ZVS) identifiziert. Für eine Reduktion der Schaltverluste bei hohen Abschaltströmen muss insbesondere die Gesamtinduktivität der Schaltzelle reduziert werden. Als Randbedingung für eine hohe Stromtragfähigkeit muss jedoch auch die Entwärmung der Transistoren berücksichtigt werden. Durch eine Optimierung des Schaltzellendesigns wird bei vergleichbarer Entwärmung eine Reduktion der Schaltzelleninduktivität um mehr als 25 % erreicht.

5 Erweitertes Wandlermodell zur Abbildung nicht-idealer Effekte

Die Ansteuerung und Optimierung des DAB-Wandlers erfordert ein präzises Wandlermodell. Die in Kapitel 2 vorgestellten Modellierungsansätze berücksichtigen daher ein detailliertes Ersatzschaltbild des Transformators, das zusätzlich zur Streuinduktivität auch die Hauptinduktivität und parasitäre Eigenschaften, wie den Wicklungswiderstand, umfasst [17], [59]. Unter idealisierten Randbedingungen erreichen die Modelle dadurch eine sehr hohe Genauigkeit. In der Anwendung als DAB-Bordnetzwandler sind jedoch weitere nicht-ideale Einflüsse relevant, die in den bisherigen Modellen nicht berücksichtigt werden.

Die Modellgenauigkeit des DAB-Bordnetzwandlers wird insbesondere von zwei nicht-idealen Effekten beeinträchtigt. Der Einfluss auf den Transformatorstrom ist in Abb. 5.1 beispielhaft dargestellt. Zum einen werden in den bekannten Modellierungsansätzen die Zwischenkreiskondensatoren und EMV-Filter vernachlässigt und die Wandlereingänge als ideale Spannungsquellen modelliert. Durch den Einsatz großer Zwischenkreiskondensatoren in den experimentellen Aufbauten ist die Modellabweichung, die aus dieser Näherung resultiert, vernachlässigbar. Für den hier betrachteten kostenoptimierten Bordnetzwanlder mit geringer Zwischenkreiskapazität ergibt sich hingegen eine signifikante Spannungswelligkeit an dem Zwischenkreiskondensator. Diese resultiert in einer zusätzlichen Schwingung auf dem Transformatorstrom und einer veränderten Leistungsübertragung. Daher soll das Wandlermodell in diesem Kapitel um ein EMV-Filter und den Zwischenkreiskondensator erweitert und der Einfluss unterschiedlicher Zwischenkreiskapazitäten auf die Leistungsübertragung untersucht werden.

Ein zweiter Effekt, der in den bisherigen Modellierungsansätzen nicht berücksichtigt wird, ist die Entstehung von DC-Transformatorströmen durch Toleranzen in der Ansteuerung. In den idealisierten Wandlermodellen wird zur Vereinfachung eine

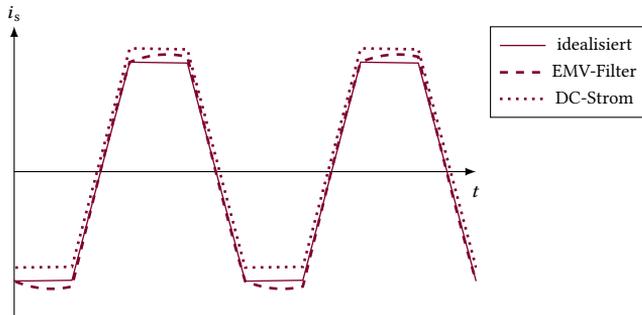


Abb. 5.1: Sekundärseitiger Transformatorstrom unter Berücksichtigung exemplarischer, nicht-idealer Einflüsse

Symmetrie zwischen der positiven und der negativen Halbperiode der Transformatorspannung angenommen. Durch Verzögerungen in der Signalkette oder Bauteiltoleranzen der Schalter können die beiden Halbperioden in der Serienfertigung geringfügig voneinander abweichen. Dadurch wird eine DC-Spannung generiert, die einen DC-Strom in den Transformator einprägt [98]–[100]. Der DC-Transformatorstrom erhöht die Verluste und kann bis zur Sättigung des Transformator-kerns führen. In diesem Kapitel soll daher der resultierende DC-Transformatorstrom in Abhängigkeit von parasitären Schaltverzögerungen ermittelt werden.

Das Kapitel ist in zwei Abschnitte gegliedert, in denen die Modellierung von DAB-Bordnetzwandlern um nicht-ideale Effekte erweitert wird. In Abschnitt 5.1 wird zunächst ein EMV-Filter und der Zwischenkreiskondensator in das Wandlermodell integriert. Darauf aufbauend wird der Einfluss der Zwischenkreiskapazität auf die Leistungsübertragung untersucht. Durch die Modellerweiterung wird der Leistungsfehler in der Ansteuerung des finalen Wandlerprototyps deutlich reduziert (vgl. Kapitel 8). In Abschnitt 5.2 wird der Einfluss einer parasitären Schaltverzögerung auf den DC-Transformatorstrom analysiert. Durch eine geeignete Dimensionierung der Hauptinduktivität kann eine Sättigung des Transformator-kerns im DAB-Bordnetzwandler effektiv vermieden werden (vgl. Kapitel 6).

5.1 Rückwirkung eines EMV-Filters

Im idealisierten Wandlermodell aus Kapitel 2 werden die Eingangsspannungen des Wandlers als ideale Spannungsquellen modelliert. Dies vereinfacht die Analyse, da Rückwirkungen der Wandlerströme auf die Eingänge vernachlässigt werden können.

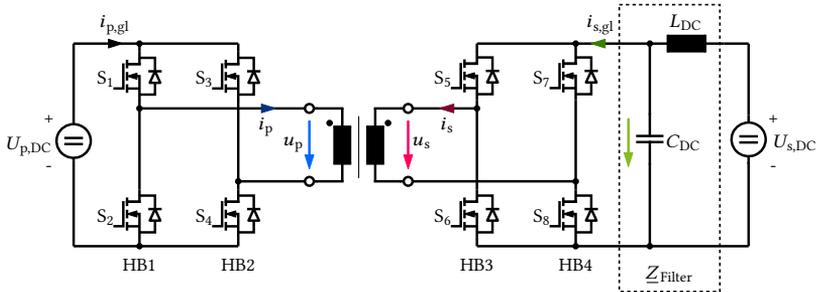


Abb. 5.2: Topologie des modellierten DAB-Wandlers mit sekundärseitigem EMV-Filter

Im praktischen Aufbau wird der Wandler jedoch sowohl durch Leitungsinduktivitäten als auch durch ein EMV-Filter von der Spannungsquelle entkoppelt. Eine vereinfachte Filteranordnung bestehend aus dem Zwischenkreiskondensator und einer Induktivität ist beispielhaft in Abb. 5.2 für die Sekundärseite gezeigt. Die Filterelemente reduzieren die Störaussendungen des Wandlers (vgl. Kapitel 8). Die Rückwirkung des EMV-Filters auf die Stromverläufe des Wandlers wurde in den bisherigen Modellierungsansätzen nicht betrachtet. In den experimentellen Aufbauten wurde daher durch eine großzügige Dimensionierung der Zwischenkreiskapazität der resultierende Fehler minimiert. Zusätzlich wurde durch eine Analyse der Eingangsströme eine Anregung von Resonanzen ausgeschlossen [49].

Im hier betrachteten Bordnetzwanlder fließen sekundärseitig aufgrund der geringen Eingangsspannung hohe Ströme, so dass für eine weitgehende Glättung der Eingangsspannung eine sehr hohe Zwischenkreiskapazität benötigt würde. Zur Optimierung von Kosten und Bauraum des Wandlers soll jedoch eine Reduktion der sekundärseitigen Zwischenkreiskapazität angestrebt werden. Daher sollen im Folgenden die Auswirkungen der reduzierten Zwischenkreiskapazität auf die Stromverläufe des Wandlers ermittelt werden. Dafür wird das EMV-Filter in die Frequenzbereichsanalyse aus Kapitel 2 integriert. Exemplarisch wird die Analyse für die hier kritische Sekundärseite durchgeführt. Die Erweiterung der Analyse um ein primärseitiges EMV-Filter erfolgt analog. Das Filter inklusive der Zwischenkreiskapazität wird für die Analyse durch seine Ersatzimpedanz (aus Wanderrichtung) beschrieben. So wird eine Unabhängigkeit der Analyse von der Filterstruktur erreicht. Das Fourierspektrum der Kondensatorspannung ergibt sich dann aus der Eingangsspannung und dem Eingangsstrom der Vollbrücke zu:

$$\underline{U}_{C,DC}(k) = -\underline{I}_{s,gl}(k)\underline{Z}_{Filter}(k) + \underline{U}_{s,DC}(k) \quad (5.1)$$

Das Fourierspektrum der Eingangsspannung $\underline{U}_{s,DC}(k)$ weist dabei ausschließlich eine DC-Komponente für $k = 0$ auf. Der Eingangsstrom der Vollbrücke ergibt sich analog zu Gleichung (2.33) aus dem gleichgerichteten Transformatorstrom. Der Transformatorstrom wiederum bestimmt sich aus Gleichung (2.27) in Abhängigkeit von den Eingangsspannungen der Vollbrücken zu:

$$\underline{I}_{s,gl}(k) = \underline{I}_s(k) * \underline{S}_s(k) = [\underline{Y}_{s,p}(k)\underline{U}_p(k) + \underline{Y}_{s,s}(k)\underline{U}_{C,DC}(k)] * \underline{S}_s(k) \quad (5.2)$$

Durch Einsetzen von Gleichung (5.2) in Gleichung (5.1) ergibt sich für die Kondensatorspannung:

$$\begin{aligned} \underline{U}_{C,DC}(k) = & - \{ [\underline{Y}_{s,p}(k)\underline{U}_p(k) + \underline{Y}_{s,s}(k)\underline{U}_{C,DC}(k)] * \underline{S}_s(k) \} \underline{Z}_{Filter}(k) \\ & + \underline{U}_{s,DC}(k) \end{aligned} \quad (5.3)$$

Die Kondensatorspannung ist somit über eine Faltung von sich selbst abhängig. Für die Analyse wird daher ein iterativer Ansatz gewählt. Die Kondensatorspannung der Iteration $z + 1$ wird dabei jeweils auf der Basis des vorherigen Ergebnisses der Iteration z bestimmt:

$$\begin{aligned} \underline{U}_{C,DC,z+1}(k) = & - \{ [\underline{Y}_{s,p}(k)\underline{U}_p(k) + \underline{Y}_{s,s}(k)\underline{U}_{C,DC,z}(k)] * \underline{S}_s(k) \} \underline{Z}_{Filter}(k) \\ & + \underline{U}_{s,DC}(k) \end{aligned} \quad (5.4)$$

Für die erste Iteration $z = 0$ wird die Kondensatorspannung dabei durch eine ideale Spannungsquelle angenähert:

$$\underline{U}_{C,DC,z=0}(k) = \underline{U}_{s,DC}(k) \quad (5.5)$$

Sobald eine ausreichende Genauigkeit für die Kondensatorspannung $\underline{U}_{C,DC}$ erreicht ist, können die verbleibenden Wandlergrößen mit Hilfe der idealen Analyse aus Kapitel 2 bestimmt werden. Die Rückwirkung des EMV-Filters und der Zwischenkreiskapazität auf die Wandlereigenschaften ist damit vollständig beschrieben. Eine beispielhafte „MATLAB“-Implementierung der Analyse wird in Anhang A.5 gezeigt.

Zur Veranschaulichung soll nun der Einfluss des Filters auf die Leistungsübertragung des DAB-Wandlers beispielhaft dargestellt werden. Die wesentlichen Parameter des betrachteten Wandlers sind in Tab. 5.1 zusammengefasst. Zusätzlich werden hier die Verluste des Wandlers vernachlässigt:

$$|P_{p,in}| = |P_{s,in}| = |U_{s,DC} I_{s,gl,DC}| \quad (5.6)$$

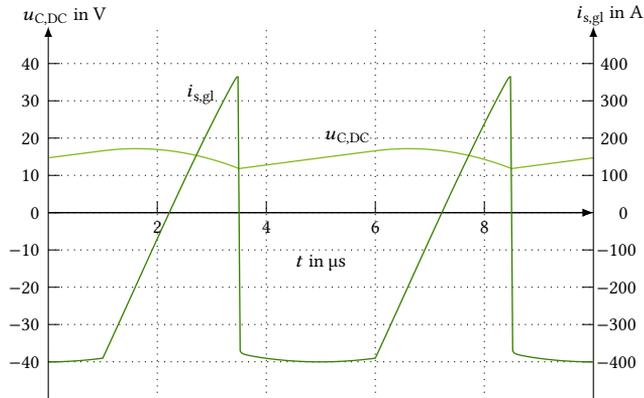


Abb. 5.3: Kondensatorspannung und Vollbrückeneingangsstrom für eine Zwischenkreiskapazität von $C_{DC} = 100 \mu\text{F}$ ($\alpha = \beta = \pi$, $\delta = 0,5\pi$)

Tab. 5.1: Wandlerparameter zur Bestimmung der Filterrückwirkung

$U_{p,DC}$	$U_{s,DC}$	n	f_s	L_{laengs}	L_{DC}
450 V	15 V	30	100 kHz	90 μH	1 μH

Zunächst wird eine kleine Zwischenkreiskapazität von $C_{DC} = 100 \mu\text{F}$ gewählt, so dass die Auswirkungen der Spannungswelligkeit des Kondensators im Zeitbereich verdeutlicht werden können. In Abb. 5.3 sind die resultierende Kondensatorspannung und der Vollbrückeneingangsstrom bei maximaler Leistung dargestellt ($\alpha = \beta = \pi$, $\delta = 0,5\pi$). Für den Kondensator ergibt sich eine signifikante Spannungswelligkeit mit einem Peak-to-Peak-Wert von 5,3 V. Dadurch verliert der Stromverlauf seine typischerweise lineare Steigung innerhalb eines Schaltzustands. Es ergibt sich eine zusätzliche Schwingung auf dem Strom, die den negativen Scheitelwert leicht erhöht. Anzumerken ist, dass die Analyse für sehr kleine Zwischenkreiskapazitäten C_{DC} durch ihre Linearität auch negative Werte der Kondensatorspannung zulässt. Diese können in der Realität durch die Body-Dioden der Transistoren nicht auftreten. Die Analyse verliert an dieser Grenze somit ihre Gültigkeit.

Besonders deutlich zeigt sich der Einfluss der geänderten Stromform in der Leistungsübertragung des Wandlers. Die reduzierte Zwischenkreiskapazität wirkt sich damit auch auf die Regelung aus. Die Rückwirkung des EMV-Filters im Vergleich zur idealen Eingangsspannung wird in Abb. 5.4 gezeigt. Dafür wurde die Eingangsleistung des Wandlers für eine Variation der Zwischenkreiskapazität C_{DC} von $100 \mu\text{F}$ bis $1000 \mu\text{F}$

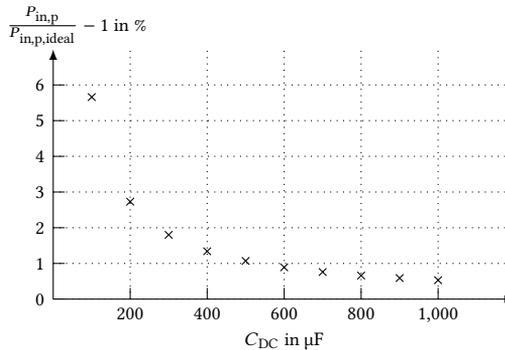


Abb. 5.4: Rückwirkung des EMV-Filters auf die Leistungsübertragung in Abhängigkeit von der Zwischenkreiskapazität ($\alpha = \beta = \pi$, $\delta = 0,5\pi$)

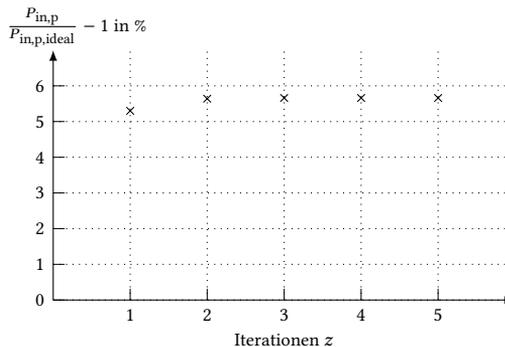


Abb. 5.5: Konvergenz der Eingangsleistung in Abhängigkeit von der Anzahl der Iterationen z ($C_{DC} = 100 \mu\text{F}$, $\alpha = \beta = \pi$, $\delta = 0,5\pi$)

bestimmt. Für eine großzügige Zwischenkreiskapazität von $C_{DC} = 1000 \mu\text{F}$ bestätigt sich mit einer Leistungsabweichung von etwa 0,5 % der geringe Einfluss des Filters. Für eine kleine Zwischenkreiskapazität von $C_{DC} = 100 \mu\text{F}$ ergibt sich hingegen eine signifikante Leistungsabweichung von etwa 5,7 %, die in der Regelung berücksichtigt werden sollte. In Anhang A.6 wird die Leistungsabweichung in Abhängigkeit vom Regelparаметer δ beschrieben. Die maximale Leistungsabweichung ergibt sich bei 2-Level-Modulation (SPS) für den hier betrachteten Fall voller Aussteuerung ($\delta = 0,5\pi$).

Abschließend wird die Konvergenz der iterativen Lösung betrachtet. Die Eingangsleistung des Wandlers wird nach einer bis fünf Iterationen für die kleinste Zwischenkreiskapazität von $C_{DC} = 100 \mu\text{F}$ bestimmt. Bereits nach der ersten Iteration werden

5,3 % der 5,7 % Leistungsabweichung im Vergleich zur Analyse mit idealen Spannungsquellen abgebildet. In den meisten Anwendungen ist somit die Genauigkeit selbst bei kleinen Zwischenkreiskapazitäten nach ein bis zwei Iterationen ausreichend. So lässt sich der zusätzliche Rechenaufwand für die Berücksichtigung der EMV-Filter in der Frequenzbereichsanalyse stark reduzieren.

5.2 DC-Transformatorströme¹

Hocheffiziente DAB-Wandler reagieren empfindlich auf geringe Verzögerungen in den Schaltsignalen. Es stellen sich hohe DC-Ströme im Transformator ein, die zusätzliche Verluste generieren und bis zur Transformatorsättigung führen [98]–[100]. Solche Effekte kann die idealisierte Analyse des Wandlers nicht abbilden. Da zur Vereinfachung der idealen Analyse eine perfekte Symmetrie zwischen der positiven und der negativen Halbperiode angenommen wird, ergeben sich im Koppelnetzwerk reine Wechselgrößen. Die Analyse wird daher in diesem Abschnitt um eine Methode zur Bestimmung des DC-Offset-Stroms in Abhängigkeit von der Verzögerung eines Schaltsignals erweitert. Darauf aufbauend wird eine Strategie zur Vermeidung hoher DC-Ströme entwickelt. Im Vergleich zu früheren Konzepten kommt die Strategie ohne zusätzliche Bauteile aus [99], [102]–[104].

Im idealen DAB-Wandler wird jede Halbbrücke mit 50 % Tastgrad angesteuert. Dies ist im realen Wandler nicht möglich. Durch geringe Abweichungen in den Ansteuersignalen des Mikrocontrollers, den Signalpfaden oder dem Schaltverhalten der Schalter ergeben sich ungleiche Spannungszeitflächen für die positive und negative Halbperiode. In Abb. 5.6 ist exemplarisch eine Verzögerung in der positiven Schaltflanke der Halbbrücke 3 dargestellt. Der obere Schalter der Halbbrücke 3 wird kürzer eingeschaltet und es ergibt sich für die sekundärseitige Transformatorspannung u_s eine negative DC-Komponente. Daraus resultiert direkt eine negative DC-Stromkomponente für den sekundärseitigen Transformatorstrom i_s . Analog kann sich für Verzögerungen anderer Schaltvorgänge auch ein positiver oder primärseitiger DC-Transformatorstrom einstellen. Zur Veranschaulichung soll hier jedoch zunächst das sekundärseitige Beispiel aus Abb. 5.6 betrachtet werden. Die folgende Analyse bestimmt eine Näherung für den DC-Transformatorstrom in Abhängigkeit von der Schaltverzögerung.

Im eingeschwungenen Zustand muss die Spannung an einer Induktivität mittelwertfrei sein. Die Verzögerung in Abb. 5.6 reduziert allerdings die Spannungszeitfläche,

¹Inhalte dieses Abschnitts wurden im Rahmen eines Konferenzbeitrags veröffentlicht [101]. © IEEE 2019

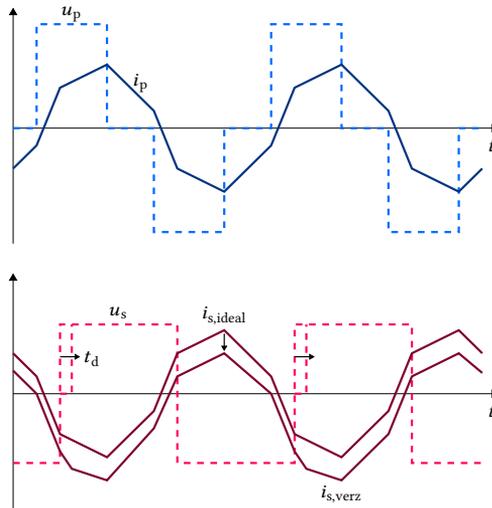


Abb. 5.6: DC-Offset im sekundärseitigen Transformatorstrom durch eine Verzögerung in einem Schaltsignal der Halbbrücke 3 © IEEE 2019

die an der Sekundärseite des Transformators anliegt. Die negative Flusskomponente (Spannungszeitfläche) hat den Wert:

$$\Phi_d = -t_d U_{s,DC} \quad (5.7)$$

Der negativen Flusskomponente wirken zwei balancierende Ausgleichsvorgänge entgegen [100], [105]. Der DC-Strom im Transformator erzeugt an dem Widerstand der Sekundärseite einen Spannungsabfall. Über eine Schaltperiode ergibt sich dadurch ein balancierender Fluss $\Phi_{R,bal}$. Außerdem resultieren aus dem DC-Transformatorstrom Verzögerungen im Umladen der weichschaltenden (ZVS) Halbbrücken. Diese Verzögerungen wirken der reduzierten Spannungszeitfläche entgegen, so dass sich für die beiden Halbbrücken die balancierenden Flusskomponenten $\Phi_{ZVS,bal,3}$ und $\Phi_{ZVS,bal,4}$ ergeben. Aus der Bedingung für Induktivitäten im eingeschwungenen Zustand ergibt sich damit:

$$0 = \Phi_d + \Phi_{R,bal} + \Phi_{ZVS,bal,3} + \Phi_{ZVS,bal,4} \quad (5.8)$$

Die balancierenden Flusskomponenten ($\Phi_{R,bal}$, $\Phi_{ZVS,bal,3}$, $\Phi_{ZVS,bal,4}$) sind jeweils abhängig vom Wert der DC-Stromkomponente. Im Folgenden sollen diese Abhängigkeiten mathematisch modelliert werden. Anschließend kann durch Lösen der Gleichung (5.8) der Wert des DC-Transformatorstroms bestimmt werden.

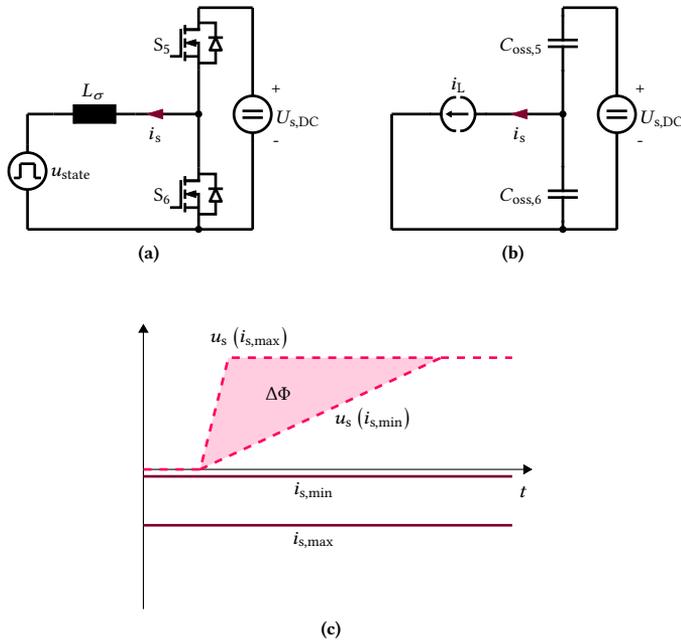


Abb. 5.7: Schaltmoment der Halbbrücke 3 **(a)** Ersatzschaltbild **(b)** vereinfachtes Ersatzschaltbild **(c)** Veränderung der Spannungszeitfläche durch einen reduzierten Schaltstrom © IEEE 2019

Die ohmsche Flusskomponente lässt sich direkt aus dem Spannungsabfall über die sekundärseitigen Widerstände und der Schaltperiode ermitteln:

$$\Phi_{R,\text{bal}} = -R_{s,\text{DC}} I_{\text{Offset}} T_s \quad (5.9)$$

Der DC-Widerstand setzt sich aus dem Transformatorwiderstand $R_{s,\text{DC},\text{Trafo}}$ und dem Widerstand der Schalter zusammen:

$$R_{s,\text{DC}} = R_{s,\text{DC},\text{Trafo}} + 2R_{s,\text{DS},\text{on}} \quad (5.10)$$

Für den negativen DC-Transformatorstrom in Abb. 5.6 wird die ohmsche Flusskomponente positiv und kompensiert den Fluss der Schaltverzögerung teilweise.

Für die Bestimmung der balancierenden ZVS-Flusskomponente muss der Schaltvorgang der sekundärseitigen Halbbrücken analysiert werden. In Abb. 5.7(a) ist

dafür das Ersatzschaltbild eines Schaltvorgangs der Halbbrücke 3 dargestellt. Die Zustände der drei übrigen Halbbrücken sind in einer Ersatzspannungsquelle u_{state} zusammengefasst. Da der DAB-Wandler eine hohe Streuinduktivität aufweist, wird der Strom während des Schaltvorgangs als konstant angenommen. Das vereinfachte Ersatzschaltbild ist in Abb. 5.7(b) dargestellt. Die Schalter werden während des Schaltvorgangs durch ihre Ausgangskapazitäten C_{oss} repräsentiert. Da insbesondere Schaltvorgänge mit niedrigem Schaltstrom für die Flussbalancierung relevant sind, kann das nicht-ideale Abschaltverhalten des Kanals in dieser Analyse vernachlässigt werden. Abb. 5.7(c) zeigt den Ladevorgang der Ausgangskapazität $C_{\text{oss},6}$ nach dem Abschalten des Schalters S_6 für zwei verschiedene Abschaltströme. Vereinfachend werden hier lineare Ausgangskapazitäten C_{oss} angenommen, so dass mit analytischen Zusammenhängen das grundlegende Verhalten analysiert werden kann. Für den geringeren Schaltstrom stellt sich eine deutlich verlängerte Ladezeit t_{lade} ein. Die Zeit zum Laden der Ausgangskapazität beträgt dabei in Abhängigkeit vom Schaltstrom I_{schalt} :

$$t_{\text{lade}} = \frac{2C_{\text{oss}}U_{\text{s,DC}}}{|I_{\text{schalt}}|} \quad (5.11)$$

Diese Verzögerung reduziert die Spannungszeitfläche am Ausgang der Halbbrücke im Vergleich zu einem idealen Schaltvorgang. Die Flussreduktion für den Ladevorgang ergibt sich zu:

$$\Phi_{\text{ZVS},S_6} = -\frac{C_{\text{oss}}U_{\text{s,DC}}^2}{|I_{\text{schalt}}|} \quad (5.12)$$

Analog wird auch der Schaltvorgang des gegenüberliegenden Schalters der Halbbrücke 3 betrachtet. Durch die negative Polarität des Schaltvorgangs von Schalter S_5 ergibt sich durch die Verzögerung hier jedoch ein positiver Flussbeitrag:

$$\Phi_{\text{ZVS},S_5} = \frac{C_{\text{oss}}U_{\text{s,DC}}^2}{|I_{\text{schalt}}|} \quad (5.13)$$

Für einen symmetrischen Stromverlauf ohne DC-Komponente ergibt sich für beide Schaltvorgänge der gleiche Schaltstrom $|I_{\text{schalt}}|$, so dass sich die Verzögerungen genau kompensieren. Im Falle eines DC-Transformatorstroms werden die Schaltströme jedoch asymmetrisch (vgl. Abb. 5.6). Für einen Schaltvorgang wird der Schaltstrom um I_{Offset} erhöht, während der Schaltstrom für den anderen Schaltvorgang um I_{Offset} verringert wird. Dadurch ergeben sich für die Schaltvorgänge unterschiedliche Ladezeiten der Ausgangskapazität, so dass sich die Flusskomponenten nicht mehr ausgleichen.

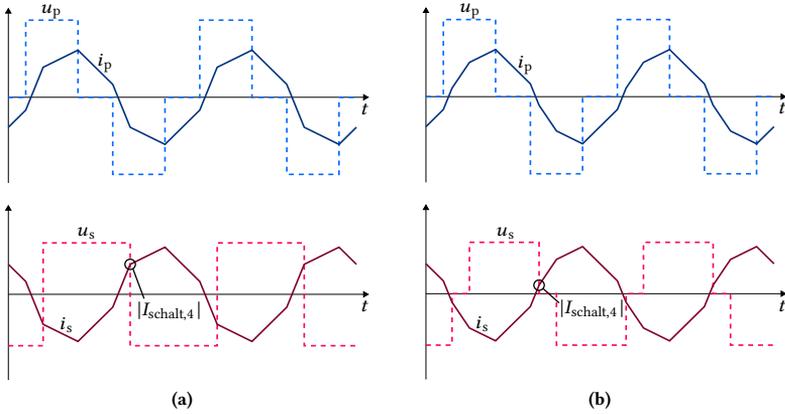


Abb. 5.8: Anpassung der Modulationsstrategie für eine verbesserte Flussbalancierung (a) klassische Modulation (b) angepasste Modulation mit reduziertem Schaltstrom © IEEE 2019

Für die beiden sekundärseitigen Halbbrücken 3 und 4 ergibt sich jeweils eine balancierende Flusskomponente von:

$$\Phi_{ZVS, \text{bal}, x} = -\frac{C_{\text{oss}} U_{\text{s,DC}}^2}{|I_{\text{schalt}, x}| - I_{\text{Offset}}} + \frac{C_{\text{oss}} U_{\text{s,DC}}^2}{|I_{\text{schalt}, x}| + I_{\text{Offset}}}, \quad x \in \{3, 4\} \quad (5.14)$$

Als Ausgangspunkt dient jeweils der ideale Schaltstrom der Halbbrücke $|I_{\text{schalt}, x}|$ ohne DC-Transformatorstrom. Dieser ergibt sich für jeden Arbeitspunkt direkt aus der Frequenzbereichsanalyse des Wandlers.

Die ermittelten Abhängigkeiten für die Flusskomponenten werden nun in Gleichung (5.8) eingesetzt. Nach Vereinfachung ergibt sich:

$$0 = -t_d U_{\text{s,DC}} - R_{\text{s,DC}} I_{\text{Offset}} T_s - \frac{2I_{\text{Offset}} C_{\text{oss}} U_{\text{s,DC}}^2}{|I_{\text{schalt}, 3}|^2 - I_{\text{Offset}}^2} - \frac{2I_{\text{Offset}} C_{\text{oss}} U_{\text{s,DC}}^2}{|I_{\text{schalt}, 4}|^2 - I_{\text{Offset}}^2} \quad (5.15)$$

Mittels numerischer Lösung kann daraus der DC-Transformatorstrom in Abhängigkeit von der Schaltverzögerung t_d bestimmt werden.

Die Ergebnisse der Analyse können dazu genutzt werden, den DC-Strom im Betrieb zu begrenzen und somit die Sättigung des Transformator-kerns zu vermeiden. Die ohmsche Flusskomponente wird durch eine Erhöhung des Widerstands oder durch eine Reduktion der Schaltfrequenz erhöht. Diese Maßnahmen beeinträchtigen jedoch

auch direkt die Verluste und den für den Wandler benötigten Bauraum. Die ZVS-Flusskomponenten können hingegen durch größere Ausgangskapazitäten der Transistoren oder eine Reduktion der Schaltströme erhöht werden.

Durch eine Veränderung der Modulation kann eine Reduktion des Halbbrückenschaltstroms erreicht werden. Die veränderte Modulationsstrategie wird beispielhaft in Abb. 5.8 gezeigt. Eine Verringerung des sekundärseitigen Ansteuerparameters β verschiebt den Schaltzeitpunkt der Halbbrücke 4 in die Nähe des Stromnulldurchgangs. Der reduzierte Schaltstrom erhöht die balancierende Flusskomponente der Halbbrücke 4 signifikant. Die Wirksamkeit dieser Strategie wird in Anhang A.7 für einen DAB-Wandler mit fester Verzögerung eines Schaltsignals von $t_d = 35$ ns bestätigt.

Zusammenfassung

Die Modellierung des DAB-Wandlers wird um zwei nicht-ideale Effekte erweitert, die in Serienanwendungen berücksichtigt werden müssen. Zum einen weicht die Leistungsübertragung für Wandler mit kleinen Zwischenkreiskondensatoren deutlich vom idealen Wandlermodell ab. Für eine präzise Leistungsmodellierung wird das EMV-Filter des Wandlers mit einem iterativen Ansatz in die Frequenzbereichsanalyse integriert. Die Modellerweiterung vermeidet in Hochstromanwendungen mit kompakter Zwischenkreisauslegung einen Leistungsfehler von etwa 5 %. Außerdem entstehen durch Toleranzen parasitäre Verzögerungen zwischen den Ansteuersignalen der Schalter, welche zu DC-Transformatorströmen führen können. Durch einen Modellierungsansatz, der die Umladevorgänge in den Schaltmomenten betrachtet, können die DC-Ströme in Abhängigkeit von den parasitären Verzögerungen bestimmt und in der Auslegung berücksichtigt werden.

6 Asymmetrische Transformatorauslegung zur Bauraum- und Kostenoptimierung

Die Leistungsfähigkeit eines DAB-Wandlers ist stark vom eingesetzten Transformator abhängig. Einerseits ist der Transformator selbst im DAB-Wandler einer erhöhten Belastung ausgesetzt, so dass ein optimierter Transformatoraufbau angestrebt wird. Dazu wurde in Kapitel 3 eine Transformatorstruktur für eine verbesserte Entwärmung und die Integration einer geeigneten Streuinduktivität vorgestellt. Andererseits beeinflusst die Wahl der Transformatorparameter maßgeblich die Stromverläufe des Wandlers und dadurch die Bauteilbelastung aller Wandlerkomponenten [17], [18], [106]. Die für die Stromverläufe relevanten Transformatorparameter, die in diesem Kapitel ausgelegt werden, sind das Windungszahlverhältnis n , die Streuinduktivität L_σ und die Hauptinduktivität L_h . Die Anwendung als Bordnetzwan dler bedingt für die Auslegung der Transformatorparameter besondere Anforderungen, da sowohl weite Spannungsbereiche als auch hohe sekundärseitige Ströme berücksichtigt werden müssen. Die Eingangsspannungen und -ströme des Bordnetzwandlers sind in Tab. 6.1 zusammengefasst.

Ein typisches Auslegungsziel für DAB-Wandler ist die Minimierung der primär- und sekundärseitigen Transformatorströme [59], [106], [107]. Dadurch können die Leitverluste des Transformators und der beiden Vollbrücken minimiert werden. Das Windungszahlverhältnis des Transformators entspricht in einer solchen Auslegung näherungsweise dem Verhältnis der geometrischen Mittelwerte der Eingangsspannungsbereiche:

$$n_{\text{sym}} \approx \frac{\sqrt{U_{p,\text{DC},\text{min}} U_{p,\text{DC},\text{max}}}}{\sqrt{U_{s,\text{DC},\text{min}} U_{s,\text{DC},\text{max}}}} \quad (6.1)$$

Da das Windungszahlverhältnis für diese Auslegung das Verhältnis der Eingangsspannungen widerspiegelt, wird es als symmetrisch bezeichnet. In den bisherigen DAB-Bordnetzwandlern wurden hingegen Transformatoren mit asymmetrischem

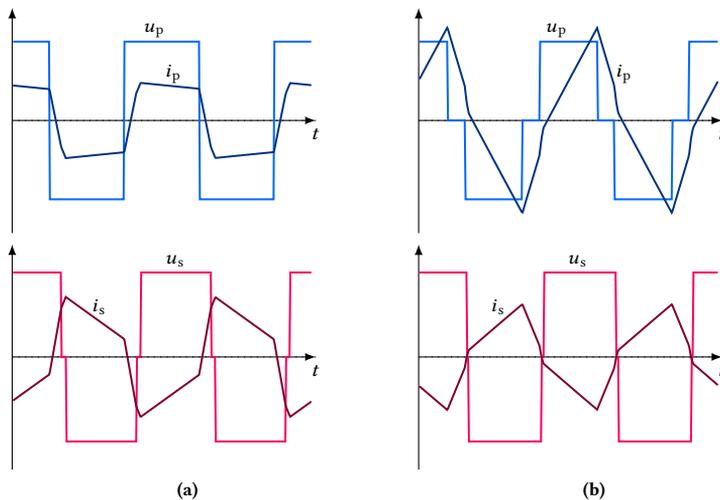


Abb. 6.1: Transformatorspannungen und -ströme im Nennbetriebspunkt **(a)** symmetrische, weichschaltende Auslegung **(b)** asymmetrische, teilweise hartschaltende Auslegung

Tab. 6.1: Betriebsbereich des DAB-Wandlers

Eingangsgröße		Bereich
Primärseitige Eingangsspannung	$U_{p,DC}$	250 V – 450 V
Sekundärseitige Eingangsspannung	$U_{s,DC}$	10 V – 15 V
Sekundärseitiger Eingangsstrom	$ I_{s,DC} $	0 A – 100 A
Primärseitiger Eingangsstrom (ideal)	$ I_{p,DC} $	0 A – 6 A
Sekundärseitige Eingangsleistung	$ P_{s,in} $	0 W – 1500 W

Windungszahlverhältnis $n < n_{sym}$ eingesetzt [17], [18]. Der Fokus lag hierbei auf einer Reduktion der Schaltverluste der sekundärseitigen Hochstromschaltzellen zur Erhöhung der Wandlereffizienz.

Exemplarische Stromverläufe für eine symmetrische und eine asymmetrische Transformatorauslegung sind in Abb. 6.1 gezeigt. Die asymmetrische Transformatorauslegung erhöht den primärseitigen Transformatorstrom, reduziert jedoch die sekundärseitigen Schaltströme deutlich. Durch eine Änderung des Windungszahlverhältnisses können auf diese Weise Verluste von den sekundärseitigen Schaltern zu den primärseitigen Schaltern verschoben werden. In diesem Kapitel soll dieser Mechanismus

in der Auslegung genutzt werden, um die Kosten und den Bauraum des Wandlers zu optimieren. Im Fokus stehen dabei die sekundärseitigen Hochstromschaltzellen, die in den bisherigen DAB-Bordnetzwandlern aufgrund hoher Schaltverluste aufwendig mit mehreren parallelen Transistoren realisiert wurden [17], [18]. Durch eine besonders asymmetrische Transformatorauslegung sollen die sekundärseitigen Hochstromschaltzellen in diesem Kapitel so weit entlastet werden, dass auf eine Parallelschaltung von Transistoren verzichtet werden kann.

Das Kapitel ist in vier Abschnitte gegliedert, in denen eine Transformatorauslegung für einen DAB-Bordnetzwandler optimiert wird. In Abschnitt 6.1 wird zunächst auf Grundlage einer klassischen, symmetrischen Transformatorauslegung der Einfluss der Hauptinduktivität auf die Transformatorströme untersucht. In Abschnitt 6.2 werden die Bauteilbelastungen für die symmetrische Transformatorauslegung im gesamten Betriebsbereich verglichen. Insbesondere sollen die auslegungsrelevanten Betriebspunkte mit den maximalen Bauteilbelastungen bestimmt werden. In Abschnitt 6.3 werden darauf aufbauend die maximalen Bauteilbelastungen in Abhängigkeit von dem Windungszahlverhältnis und der Streuinduktivität verglichen. Abschließend werden in Abschnitt 6.4 aus den Bauteilbelastungen die Verluste der Transistoren abgeleitet. Durch die Wahl eines asymmetrischen Windungszahlverhältnisses und durch eine Verlustlimitierung der sekundärseitigen Transistoren soll eine vereinfachte Realisierung der Hochstromschaltzellen ermöglicht werden. Auf Grundlage der ermittelten Transformatorauslegung wird in Kapitel 8 ein kosten- und bauraumoptimierter Wandler unter anwendungsnahen Randbedingungen aufgebaut.

6.1 Optimierung der Hauptinduktivität

Zunächst soll die Hauptinduktivität L_h betrachtet werden, weil diese in der Bordnetzanwendung weitgehend unabhängig von den beiden verbleibenden Transformatorparametern ausgelegt werden kann. Da die finalen Transformatorparameter noch nicht feststehen, wird die Analyse auf Basis einer klassischen, symmetrischen Transformatorauslegung durchgeführt. Die Parameter der symmetrischen Transformatorauslegung sind in Tab. 6.2 zusammengefasst. Abhängig von den Gewichtungsfaktoren für die primär- und sekundärseitigen Spitzen- und Effektivwerte des Transformatorstroms können geringe Abweichungen des optimierten Windungszahlverhältnisses resultieren [106]. Die Schaltfrequenz wurde zur Optimierung der EMV-Emissionen und des Transformatorvolumens zu $f_s = 140$ kHz gewählt [108]–[110]. Für diese Transformatorauslegung soll der Einfluss der Hauptinduktivität beispielhaft im Nennbetriebspunkt mit $U_{p,DC} = 350$ V, $U_{s,DC} = 15$ V und $|I_{s,DC}| = 100$ A analysiert

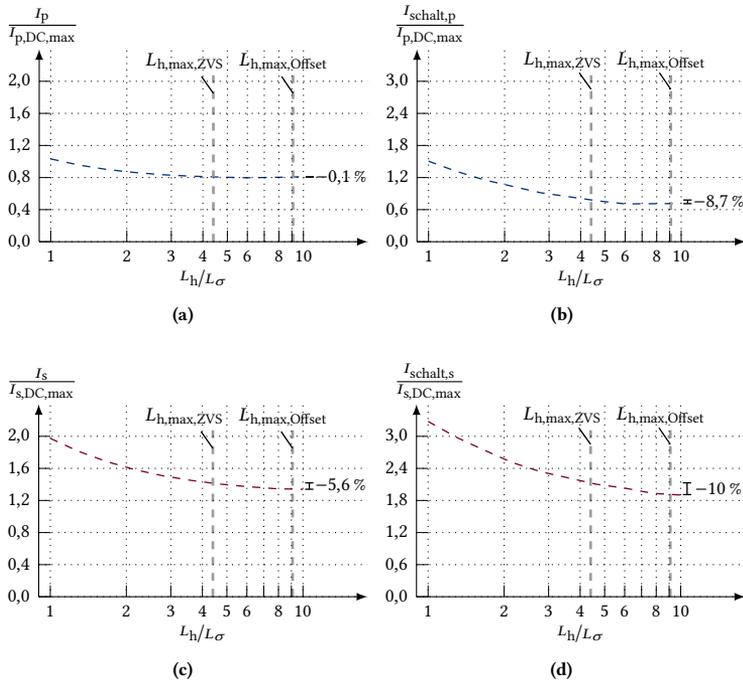


Abb. 6.2: Einfluss der Hauptinduktivität auf die normierten Transformatorströme für $U_{p,DC} = 350\text{ V}$, $U_{s,DC} = 15\text{ V}$ und $|I_{s,DC}| = I_{s,DC,max}$ (a) primärseitiger Effektivwert (b) primärseitiger Schaltstrom (c) sekundärseitiger Effektivwert (d) sekundärseitiger Schaltstrom

Tab. 6.2: Parameter der symmetrischen Auslegung

Parameter		Wert
Schaltfrequenz	f_s	140 kHz
Totzeit	t_{tot}	150 ns
Primärseitiger Schaltstrom für ZVS	$I_{schalt,p,ZVS}$	2 A
Windungszahlverhältnis	n	27
Sekundärseitig bezogene Streuinduktivität	L'_σ	66 nH
Sekundärseitig bezogene Hauptinduktivität zur Einhaltung von ZVS	$L'_{h,max,ZVS}$	0,29 μH
Sekundärseitig bezogene Hauptinduktivität zur Vermeidung von DC-Bias-Effekten	$L'_{h,max,Offset}$	0,60 μH

werden. Die Transformator- und Schaltströme sind in Abb. 6.2 in Abhängigkeit von der Hauptinduktivität gezeigt. Der DAB-Wandler wird für alle Vergleiche mit einer optimierten 3-Level-Modulation angesteuert und auf Grundlage einer Frequenzbereichsanalyse modelliert (vgl. Kapitel 2). Nicht-ideale Effekte werden in diesem Kapitel vernachlässigt und für den Transformator wird ein vereinfachtes Ersatzschaltbild eingesetzt ($L_{\sigma,p} = L'_{\sigma,s} = L_{\sigma}/2$, $R_{\sigma,p} = R'_{\sigma,s} = 0$). Die Transformator- und Schaltströme sind für eine Vergleichbarkeit auf den jeweiligen primär- oder sekundärseitigen maximalen Eingangsstrom normiert. Der maximale sekundärseitige Eingangsstrom beträgt $I_{s,DC,max} = 100$ A. Der maximale primärseitige Eingangsstrom ergibt sich unter Vernachlässigung von Verlusten am Randpunkt mit $U_{p,DC} = 250$ V, $U_{s,DC} = 15$ V und $|I_{s,DC}| = I_{s,DC,max}$ zu $I_{p,DC,max} = 6$ A.

Zur Optimierung der Transformator- und Schaltströme in Abb. 6.2 soll die Hauptinduktivität maximiert werden. Dem stehen jedoch zwei Limitierungen für die maximale Hauptinduktivität gegenüber. Das weiche Einschalten (ZVS) aller Schalter im gesamten Betriebsbereich kann nur für $L_h < L_{h,max,ZVS}$ erreicht werden. Die weichschaltende Grenze $L_{h,max,ZVS}$ für die Hauptinduktivität kann dabei aus dem Betriebsbereich direkt analytisch abgeleitet werden und beträgt $L'_{h,max,ZVS} = 0,29$ μ H [52]. Die zweite Limitierung $L_{h,max,Offset}$ ergibt sich aufgrund parasitärer Verzögerungen in der Ansteuerung der sekundärseitigen Schalter (vgl. Kapitel 5). Diese erzeugen DC-Bias-Ströme im Transformator, die insbesondere in Hochstromanwendungen zu erhöhten Transformator kernverlusten und zur Sättigung des Transformator kerns führen können. Auf der Grundlage des experimentellen DAB-Wandler-Aufbaus aus Kapitel 8 wird hierfür eine maximale sekundärseitig bezogene Hauptinduktivität von $L'_{h,max,Offset} = 0,60$ μ H abgeschätzt, die die zusätzlichen Kernverluste stark begrenzt und eine Sättigung verhindert (Berechnung in Anhang A.8). Die begrenzte Hauptinduktivität limitiert diese Effekte unabhängig von der gewählten Ansteuerung.

Der primärseitige Transformatorstrom wird durch eine Erhöhung der Hauptinduktivität jenseits der weichschaltenden Grenze $L_{h,max,ZVS}$ nicht mehr wesentlich verringert. Die primärseitigen Schalter erfordern einen minimalen Abschaltstrom von 2 A, um vollständig weiches Einschalten (ZVS) zu erreichen, so dass sich eine untere Grenze für den Blindstrom ergibt. Für den sekundärseitigen Transformatorstrom wird hingegen zwischen der ZVS- und der Offset-Grenze eine Reduktion um 5,6 % erreicht. Um diese Stromreduktion zu erreichen, muss für die sekundärseitigen Schalter hartes Einschalten erlaubt werden. Durch die geringe sekundärseitige Eingangsspannung von maximal 15 V führt das harte Schalten hier nur zu einer sehr geringen Schaltverlustserhöhung. In Kapitel 7 wird darüber hinaus gezeigt, dass die Regelbarkeit des Wandlers auch im teilweise hartschaltenden Betrieb gewährleistet werden kann.

Daher soll in dieser Arbeit, analog zu den beiden in Kapitel 2 vorgestellten DAB-Bordnetzwandlern, hartes Einschalten der sekundärseitigen Schalter erlaubt werden, so dass die ZVS-Limitierung der Hauptinduktivität entfallen kann. Die zusätzlichen Kernverluste durch DC-Bias-Ströme müssen jedoch unbedingt begrenzt werden. Für die weitere Auslegung wird entsprechend eine sekundärseitig bezogene Hauptinduktivität von $L'_h = L'_{h,\max,\text{Offset}}$ berücksichtigt.

6.2 Identifikation der auslegungsrelevanten Betriebspunkte

Eine Minimierung der Transformatorströme, wie in der klassischen DAB-Wanderauslegung, vernachlässigt die hohen Schaltverluste der Hochstromschaltzelle und ist daher zur Optimierung des DAB-Bordnetzwandlers nicht geeignet. In der Auslegung der bisherigen DAB-Bordnetzwandlers wurde daher eine für den Betriebsbereich gemittelte Effizienz bestimmt, welche die verschiedenen Verlustkomponenten einander gegenüberstellt [17], [18]. Während dieser Ansatz die beste Wandlereffizienz im Betrieb ermöglicht, weist er auch zwei Nachteile auf. Einerseits wird für die Auslegung ein vollständig parametrisches Verlustmodell des DAB-Wandlers benötigt, das durch seine Komplexität fehleranfällig ist und Einblicke in einfache Auslegungsabwägungen erschwert. Andererseits werden der Bauraum und die Kosten, welche in der industriellen Serienfertigung vorrangige Auslegungsziele sind, vernachlässigt.

Entscheidend für die Dimensionierung der Bauteile ist nicht eine mittlere, sondern die maximale Bauteilbelastung, die im zulässigen Betriebsbereich auftreten kann. Die Kosten und der Bauraum des Wandlers werden durch diese maximale Belastung bestimmt. Das Auslegungsziel in dieser Arbeit ist daher die Reduktion der maximalen Bauteilbelastungen. In diesem Abschnitt werden dafür zunächst die Bauteilbelastungen im Betriebsbereich verglichen und die auslegungsrelevanten Betriebspunkte mit den höchsten Belastungen identifiziert. Als Beispiel wird für diesen Vergleich die symmetrische Wanderauslegung aus Tab. 6.2 analysiert. Der Wandler wird weiterhin in jedem Betriebspunkt mit einer optimierten 3-Level-Modulation angesteuert. In Abb. 6.3 sind die primär- und sekundärseitigen Transformator- und Schaltströme im gesamten Betriebsbereich für den maximalen sekundärseitigen Eingangsstrom von $|I_{s,DC}| = 100 \text{ A}$ dargestellt. Für den primär- und sekundärseitigen Transformatorstrom in Abb. 6.3(a) und Abb. 6.3(c) zeigen sich zwei lokale Maxima an den Eckpunkten des Betriebsbereichs bei $U_{p,DC} = 250 \text{ V}$, $U_{s,DC} = 15 \text{ V}$ sowie $U_{p,DC} = 450 \text{ V}$, $U_{s,DC} = 10 \text{ V}$. Abhängig von der Transformatorauslegung kann sich das globale Maximum an beiden Eckpunkten einstellen. Für die Schaltströme ergibt sich jeweils nur ein Maximum. Der maximale primärseitige Schaltstrom in Abb. 6.3(b) ergibt

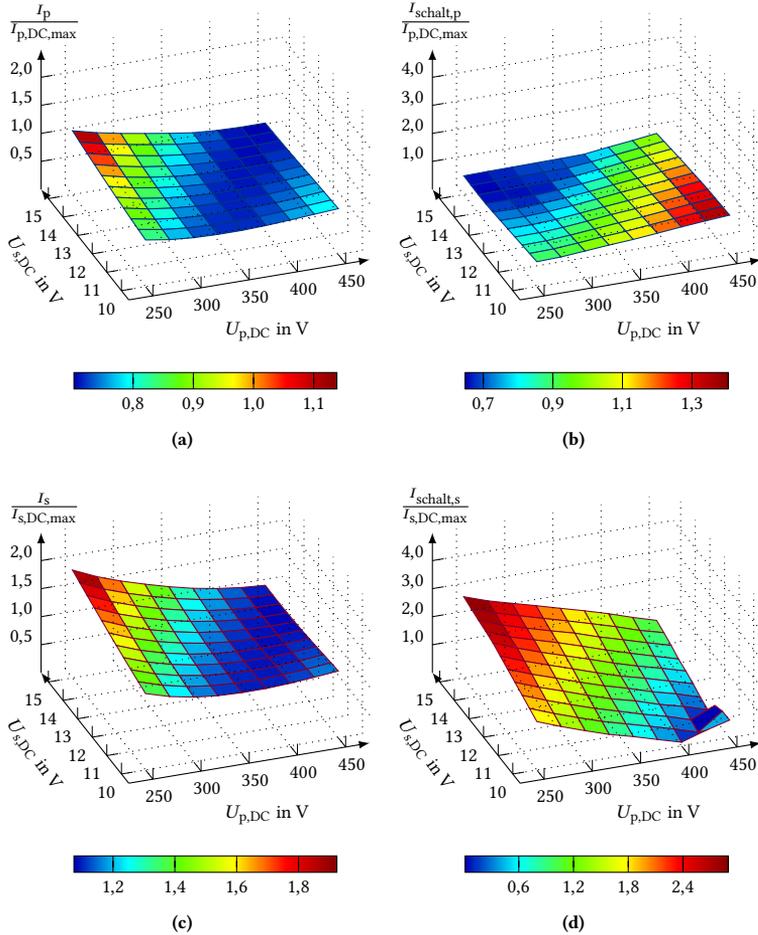


Abb. 6.3: Einfluss der Eingangsspannungen $U_{p,DC}$ und $U_{s,DC}$ auf die normierten Transformatorströme für $|I_{s,DC}| = I_{s,DC,max}$ (a) primärseitiger Effektivwert (b) primärseitiger Schaltstrom (c) sekundärseitiger Effektivwert (d) sekundärseitiger Schaltstrom

sich für $U_{p,DC} = 450 \text{ V}$, $U_{s,DC} = 10 \text{ V}$, während der sekundärseitige Schaltstrom in Abb. 6.3(d) für $U_{p,DC} = 250 \text{ V}$, $U_{s,DC} = 15 \text{ V}$ maximal wird. Der maximale sekundärseitige Abschaltstrom übertrifft dabei mit 290 A die 191 A des Nennbetriebs deutlich. Die höchsten Bauteilbelastungen ergeben sich durchgängig an den Eckpunkten des Betriebsbereichs. Für die Optimierung von Kosten und Bauraum genügt es daher, das Wandlerverhalten in den Eckpunkten zu optimieren.

6.3 Schaltstromreduktion durch asymmetrisches Windungszahlverhältnis

Die zentrale Herausforderung bei der Realisierung eines kompakten DAB-Bordnetzwandlers stellt die sekundärseitige Hochstromschaltzelle dar. Insbesondere der hohe Abschaltstrom, der sich in der symmetrischen Auslegung im vorherigen Abschnitt gezeigt hat, führt zu hohen Verlusten. Eine Möglichkeit zur Reduktion der sekundärseitigen Schaltströme stellt die Wahl eines asymmetrischen Windungszahlverhältnisses mit verringerter primärseitiger Windungszahl dar [17], [111]. In diesem Abschnitt sollen nun die maximalen Bauteilbelastungen in Abhängigkeit von dem Windungszahlverhältnis n und der Streuinduktivität L_σ untersucht werden.

Die maximalen primär- und sekundärseitigen Transformator- und Schaltströme werden in Abb. 6.4 gezeigt. Die Windungszahl n wurde dafür von 10 bis 30 variiert und die normierte Streuinduktivität $L'_\sigma f_s$ von 4 mV/A bis 20 mV/A. Die Streuinduktivität wurde aus Gründen der Lesbarkeit sekundärseitig bezogen und zusätzlich mit der Periodendauer normiert, um eine Unabhängigkeit von der gewählten Schaltfrequenz zu erreichen. Kombinationen von Windungszahlverhältnis und Streuinduktivität, für die keine Werte dargestellt sind, können nicht den gesamten Betriebsbereich des Bordnetzwandlers abdecken. Für alle Transformator- und Schaltströme ergibt sich ein Anstieg bei sehr kleiner Wahl der Streuinduktivität, da die Stromsteilheit im Transformator nicht mehr ausreichend begrenzt wird. Darüber hinaus weisen die Ströme ein sehr unterschiedliches Verhalten auf.

Zunächst soll der maximale sekundärseitige Schaltstrom in Abb. 6.4(d) betrachtet werden. Der maximale Schaltstrom wird mit fallendem Windungszahlverhältnis stark reduziert. Bei sehr großer Streuinduktivität ist ein leichter Anstieg zu beobachten. In Bezug auf den sekundärseitigen Schaltstrom sollte daher ein Design mit niedrigem Windungszahlverhältnis und mittlerer bis niedriger Streuinduktivität gewählt werden. Der sekundärseitige Transformatorstrom, der die Leitverluste der sekundärseitigen Hochstromschaltzelle bestimmt, wird hingegen insbesondere im Bereich

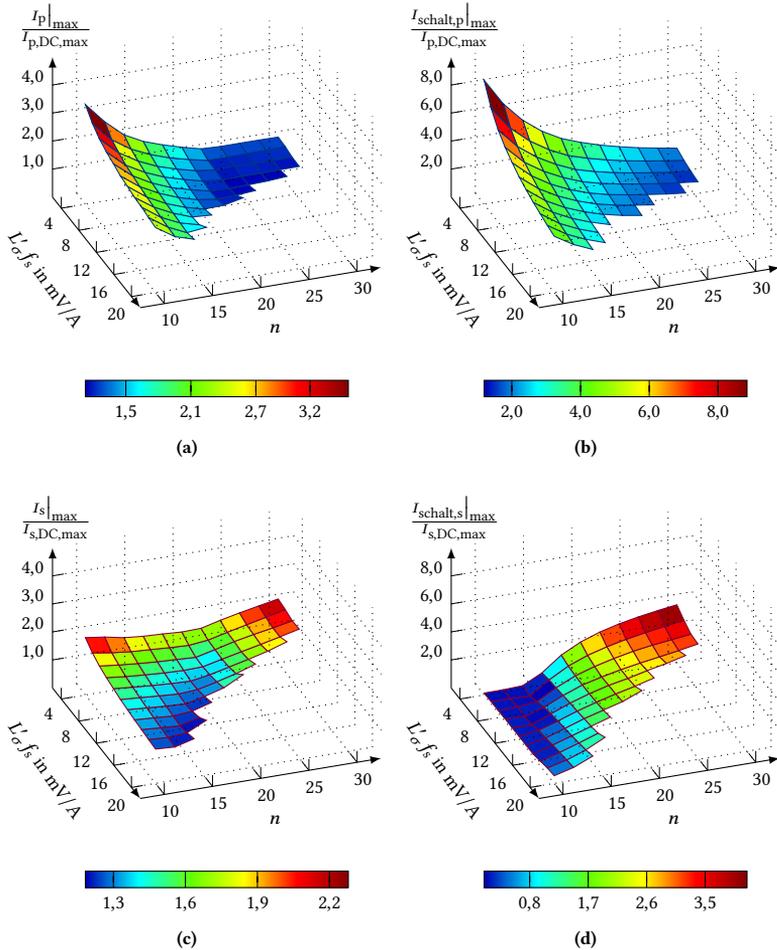


Abb. 6.4: Einfluss des Windungszahlverhältnisses n und der Streuinduktivität L_{σ} auf die jeweils maximalen, normierten Transformatorströme im Betriebsbereich **(a)** primärseitiger Effektivwert **(b)** primärseitiger Schaltstrom **(c)** sekundärseitiger Effektivwert **(d)** sekundärseitiger Schaltstrom

Tab. 6.3: Durchlasswiderstand des primär- und sekundärseitigen MOSFET

	U_{Br}	$R_{DS,on,typ.}$	$R_{DS,on,150}$
<i>IPT60R080G7</i>	600 V	69 m Ω	172 m Ω
<i>IPLU300N04S4-1R1</i>	40 V	0,83 m Ω	1,29 m Ω

hoher Streuinduktivität reduziert (vgl. Abb. 6.4(c)). Bezogen auf die Gesamtverluste der Hochstromschaltzelle muss hier ein Minimum beider Verlustkomponenten im Bereich niedriger Windungszahl und mittlerer bis hoher Streuinduktivität gesucht werden.

Analog zum sekundärseitigen Transformatorstrom fallen auch der maximale primärseitige Transformator- und Schaltstrom in Abb. 6.4(a) und Abb. 6.4(b) mit steigender Streuinduktivität. Allerdings wird dieser Effekt von einem starken Anstieg bei fallendem Windungszahlverhältnis überlagert. Der Transformator setzt den sekundärseitigen Strom nur noch mit geringerem Übertragungsfaktor herab. Das für die Sekundärseite vorteilhafte niedrige Windungszahlverhältnis ist hier stark nachteilig. Dieser Effekt betrifft ausschließlich die primärseitigen Schalter, da der Transformator durch die geringere primärseitige Windungszahl trotz höheren Stroms eine ähnliche Belastung erfährt.

6.4 Verlustlimitierung der Hochstromschaltzelle

Die sekundärseitigen Hochstromschaltzellen wurden in den beiden in Kapitel 2 vorgestellten DAB-Bordnetzwandlern trotz asymmetrischer Windungszahlverhältnisse aufwendig mit einer hohen Zahl paralleler Transistoren realisiert [17], [18]. Die Hochstromschaltzellen sollen nun entlastet werden, damit sie in einem einfachen Aufbau ohne Parallelschaltung realisiert werden können. Durch die Wahl eines geeigneten Windungszahlverhältnisses n und einer geeigneten Streuinduktivität L_σ sollen die Leitverluste und insbesondere die Schaltverluste der Hochstromschaltzelle reduziert werden. Im Gegensatz zu den prinzipiellen Betrachtungen aus den vorherigen Abschnitten wird für diesen Ansatz ein genaues Verlustmodell der Schaltzelle benötigt. Zur Vereinfachung des sekundärseitigen Schaltzellenaufbaus wird dieser Prozess beispielhaft für eine Schaltzelle aus Kapitel 4 demonstriert, welche auch im Wandleraufbau in Kapitel 8 verwendet wird. Für eine Gesamtoptimierung des Wandlers müssen weitere Transistoren mit ihren Verlustmodellen einbezogen werden.

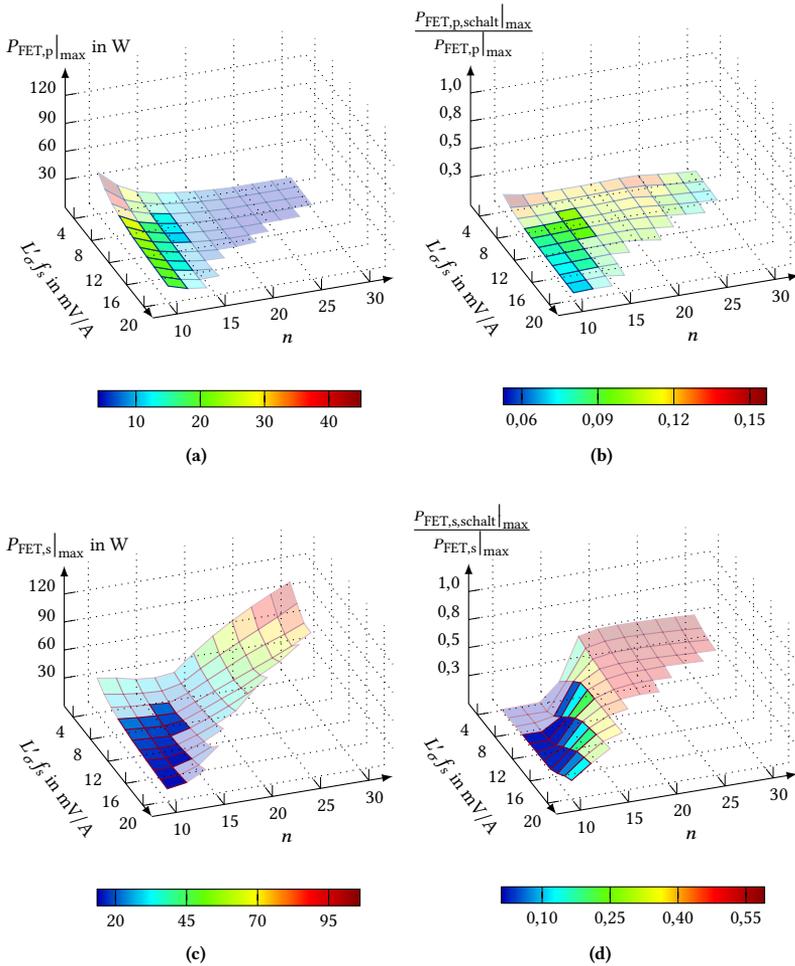


Abb. 6.5: Einfluss des Windungszahlverhältnisses n und der Streuinduktivität L_{σ} auf die Transistorverluste (a) primärseitiger Transistorverlust (b) primärseitiges Verhältnis zwischen Schalt- und Transistorverlust (c) sekundärseitiger Transistorverlust (d) sekundärseitiges Verhältnis zwischen Schalt- und Transistorverlust

Tab. 6.4: Entwärmung der sekundärseitigen MOSFET

Parameter		Wert
Maximale Kühlwassertemperatur	$T_{\text{kuehl,max}}$	65 °C
Sperrschichttemperatur (Auslegung)	$T_{\text{j,max}}$	150 °C
Thermischer Widerstand von Sperrschicht zu Kühlwasser	$R_{\text{th,jk,eff}}$	3,8 K/W
Maximal zulässige Verlustleistung	$P_{\text{FET,s}} _{\text{max}}$	22,4 W

Zunächst werden die Verluste des primär- und des sekundärseitigen Transistors in Abhängigkeit von den Transformatorparametern ermittelt. Basierend auf den Schaltenergien aus Kapitel 4 und der Spezifikation des Durchlasswiderstands aus Tab. 6.3 wird ein Verlustmodell für den primär- und den sekundärseitigen Transistor entwickelt, das die Schalt- und Leitverluste in Abhängigkeit von Transformator- und Schaltstrom ermittelt [87], [91]. Sowohl für den primär- als auch für den sekundärseitigen Transistor wurde dafür eine Sperrschichtbetriebstemperatur von 150 °C angenommen. Der resultierende maximale primär- und sekundärseitige Transistorverlust wird in Abb. 6.5(a) und Abb. 6.5(c) in Abhängigkeit von dem Windungszahlverhältnis und der Streuinduktivität gezeigt. Der kleinste maximale sekundärseitige Gesamtverlust ergibt sich bei geringem Windungszahlverhältnis und großer Streuinduktivität, während die Primärseite insbesondere von einem hohem Windungszahlverhältnis profitiert. In Abb. 6.4(b) und Abb. 6.4(d) wird der Anteil des Schaltverlusts an dem Gesamtverlust des primär- und sekundärseitigen Transistors gezeigt. Trotz weichen Einschaltens (ZVS) und eines optimierten Schaltzellendesigns erreicht der sekundärseitige Schaltverlust für hohe Windungszahlverhältnisse einen Anteil von etwa 50 %.

Der maximale sekundärseitige Transistorverlust, der ohne Parallelschaltung von Transistoren akzeptiert werden kann, ergibt sich aus der maximalen Sperrschichttemperatur und dem Kühlpfad des Transistors. Beispielhaft wird der Wandleraufbau aus Kapitel 8 betrachtet, dessen thermische Eigenschaften für die sekundärseitigen Transistoren in Tab. 6.4 zusammengefasst sind. Bei gleichmäßiger Belastung der sekundärseitigen Transistoren ergibt sich die maximale, zulässige Verlustleistung zu:

$$P_{\text{FET,s}}|_{\text{max}} = \frac{T_{\text{j,max}} - T_{\text{kuehl,max}}}{R_{\text{th,jk,eff}}} = 22,4 \text{ W} \quad (6.2)$$

Die zulässigen Kombinationen der Transformatorparameter, die einen maximalen sekundärseitigen Transistorverlust von weniger als 22,4 W ergeben, sind in Abb. 6.5

eingefärbt. Für die Entlastung der sekundärseitigen Schaltzelle muss das Windungszahlverhältnis mit $n \leq 16$ stark asymmetrisch gewählt werden. Im zulässigen Bereich ergibt sich für die Primärseite eine deutlich stärkere Abhängigkeit der Transistorverlustleistung vom Windungszahlverhältnis als für die Sekundärseite. Zur Optimierung des Gesamtwandlers sollte daher ein möglichst hohes Windungszahlverhältnis gewählt werden. Zusätzlich sollte für eine Reduktion der Transformatorströme eine hohe Streuinduktivität gewählt werden. Für den Wandleraufbau in Kapitel 8 werden daher mit $L'_{\sigma,s}f_s = 12 \text{ mV/A}$ und $n = 16$ Designparameter an den Grenzen des zulässigen Bereichs gewählt.

Zusammenfassung

Die Bauraum- und Kosteneffizienz von DAB-Bordnetzwandlern hängt stark von den sekundärseitigen Hochstromschaltzellen ab. Bei der Auslegung der Transformatorparameter wird daher eine Entlastung der Hochstromschaltzellen angestrebt. Durch ein asymmetrisches, niedriges Windungszahlverhältnis und eine hohe Streuinduktivität können die Schalt- und Leitverluste der Hochstromschaltzellen reduziert werden. Zusätzlich werden die Hochstromschaltzellen durch eine Erhöhung der Hauptinduktivität entlastet. Dafür muss in einigen Betriebsbereichen sekundärseitig hartes Einschalten zugelassen werden. Unter diesen Bedingungen wird für eine beispielhafte Schaltzelle eine Auslegung abgeleitet, die auf eine Parallelschaltung von Schaltern verzichten kann.

7 Regelbarkeit in Übergangsbereichen (Totzeiteffekte)

Der Bordnetzwannder versorgt im Fahrzeug das 12-V-Bordnetz. Zur Stabilisierung der Bordnetzspannung muss die Leistung des Wandlers entsprechend dem momentanen Lastbedarf geregelt werden. Die Regelung soll eine hohe Genauigkeit aufweisen und dynamisch auf Lastwechsel reagieren. Aufgrund einer Vielzahl von Bordnetzlasten können sich nahezu beliebige statische und dynamische Arbeitspunkte einstellen. Daher muss das Regelverhalten im gesamten Betriebsbereich optimiert werden. Für verschiedene DAB-Wandler wurden auf der Basis von präzisen Wandlermodellen bereits performante Regelungen entwickelt [56], [112], [113]. Die Stromkennlinie des Wandlers wurde dazu analytisch oder auf der Basis von Lookup-Tabellen linearisiert. Das Verhalten des linearisierten DAB-Wandlers konnte daraufhin mit klassischen Regelungsverfahren optimiert werden.

Der in dieser Arbeit entwickelte DAB-Bordnetzwandler wird teilweise hartschaltend betrieben (vgl. Kapitel 6). Das unterscheidet den Wandler von klassischen DAB-Wandlern, deren Schalter in jedem Betriebspunkt weich eingeschaltet (ZVS) werden. An den Übergängen zwischen weichem und hartem Schalten können sich durch Totzeiteffekte Abweichungen zum idealisierten Wandlermodell ergeben, die das Regelverhalten beeinträchtigen. In diesem Kapitel soll daher die Regelbarkeit des Wandlers unter Berücksichtigung von Totzeiteffekten untersucht werden. In Abb. 7.1 sind der Transformatorstrom und die Transformatorspannung für einen Wechsel vom weichschaltenden in den hartschaltenden Betrieb gezeigt. Im weichschaltenden Betrieb lädt der positive Transformatorstrom die Kapazitäten der Schalter bereits zu Beginn der Totzeit um. Im hartschaltenden Betrieb werden die Kapazitäten der Schalter erst zum Ende der Totzeit durch das harte Einschalten der Schalter umgeladen. Dadurch ergibt sich in der Transformatorspannung eine unerwünschte Verschiebung zwischen dem weichschaltenden und dem hartschaltenden Betrieb, die die Leistungsübertragung des Wandlers beeinflusst.

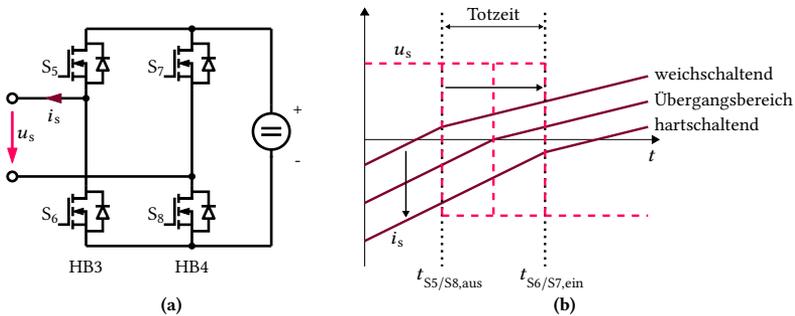


Abb. 7.1: Schaltzeitpunkt in Abhängigkeit vom Schaltstrom (a) sekundärseitige Vollbrücke (b) idealisierte Strom- und Spannungsverläufe

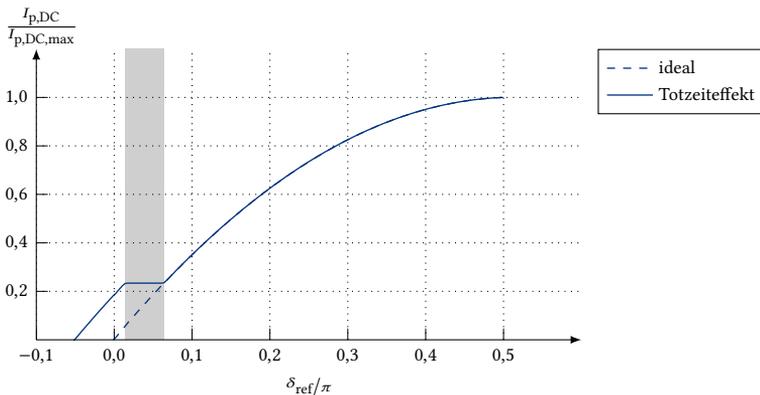


Abb. 7.2: Stromkennlinie des DAB-Wandlers bei 2-Level-Modulation im idealen, vollständig weichschaltenden Betrieb und teilweise hartschaltenden Betrieb mit Totzeiteffekt ($nU_{s,DC}/U_{p,DC} = 0,867$, $\alpha_{ref}/\pi = 1$, $\beta_{ref}/\pi = 1$)

Abbildung 7.2 zeigt die Stromkennlinie des DAB-Wandlers bei einer 2-Level-Modulation (SPS) in Abhängigkeit von der Stellgröße δ_{ref} . Die Stellgröße des DAB-Wandlers δ_{ref} stellt die Verschiebung zwischen primärseitiger und sekundärseitiger Transformatorspannung ein. (vgl. Abb. 2.7). Wenn der Wandler weichschaltend betrieben wird, folgt er der idealen Kennlinie. Beim Übergang in den hartschaltenden Betrieb ergibt sich durch die unerwünschte Spannungsverschiebung jedoch eine Stagnation in der Stromkennlinie. Die Stellgröße δ_{ref} hat hier keinen Einfluss auf die Leistungsübertragung. Die Stagnation in der Stromkennlinie führt zu einem unerwünschten Regelverhalten des Wandlers. Abhängig von der Reglerauslegung

können sich im Stagnationsbereich eine höhere stationäre Regelabweichung, ein verzögertes Einschwingen oder Oszillationen des Eingangsstroms ergeben.

Das Kapitel ist in zwei Abschnitte gegliedert, in denen die Regelbarkeit des DAB-Bordnetzwandlers unter Berücksichtigung von Totzeiteffekten analysiert und optimiert werden soll. In Abschnitt 7.1 werden zunächst die Übergänge zwischen hart- und weichschaltendem Betrieb für eine 3-Level-Modulation analysiert. Durch Kompensationseffekte können sich auch für diese Modulation Stagnationsbereiche ergeben. In Abschnitt 7.2 wird daher eine neuartige Ansteuerstrategie vorgestellt, die den Einfluss der Stagnation auf das Regelverhalten reduziert.

7.1 Identifikation von Betriebsbereichen mit Stagnationseffekt

Bei der 2-Level-Modulation zeigt der Übergangsbereich zwischen hartschaltendem und weichschaltendem Betrieb stagnierendes Verhalten, unabhängig von den Eingangsspannungen $U_{p,DC}$ und $U_{s,DC}$ oder der Stellgröße δ_{ref} [59], [114], [115]. Die Totzeit wird in diesem Betrieb von beiden sekundärseitigen Halbbrücken gleichzeitig durchlaufen. Dadurch stellt sich der Schaltzeitpunkt für beide Halbbrücken parasitär ein und der Eingangsstrom stagniert. Bei der 3-Level-Modulation werden die Schaltzeitpunkte hingegen zeitlich voneinander getrennt, so dass der Wechsel vom hartschaltenden in den weichschaltenden Betrieb für die beiden sekundärseitigen Halbbrücken nacheinander erfolgt. Es stellt sich nur der Schaltzeitpunkt jeweils einer Halbbrücke parasitär ein, während der Schaltzeitpunkt der anderen Halbbrücke kontrolliert verschoben wird. In diesem Abschnitt wird die Rückwirkung der 3-Level-Modulation auf das Verhalten in den Übergangsbereichen analysiert. Im Unterschied zur 2-Level-Modulation wird das Verhalten maßgeblich von den Eingangsspannungen $U_{p,DC}$ und $U_{s,DC}$ sowie dem Schaltzeitpunkt der jeweiligen Halbbrücke im Übergangsbereich beeinflusst. Auf Grundlage der Analyse sollen insbesondere die Betriebsbereiche identifiziert werden, für die eine Stagnation der Stromkennlinie trotz Ansteuerung mittels 3-Level-Modulation nicht vermieden werden kann.

Zur Veranschaulichung der resultierenden Totzeiteffekte soll zunächst eine Schaltungssimulation ausgewertet werden. Der DAB-Wandler wurde dazu in „PLECS“ nachgebildet und für die Auswertung in die „MATLAB Simulink“-Umgebung eingebunden. Die Struktur des Simulationsmodells wird in Anhang A.9 gezeigt. In Abb. 7.3 ist für ein Eingangsspannungsverhältnis von $n \cdot U_{s,DC}/U_{p,DC} = 0,867$ eine beispielhafte Stromkennlinie des DAB-Wandlers für eine 3-Level-Modulation abgebildet. Die

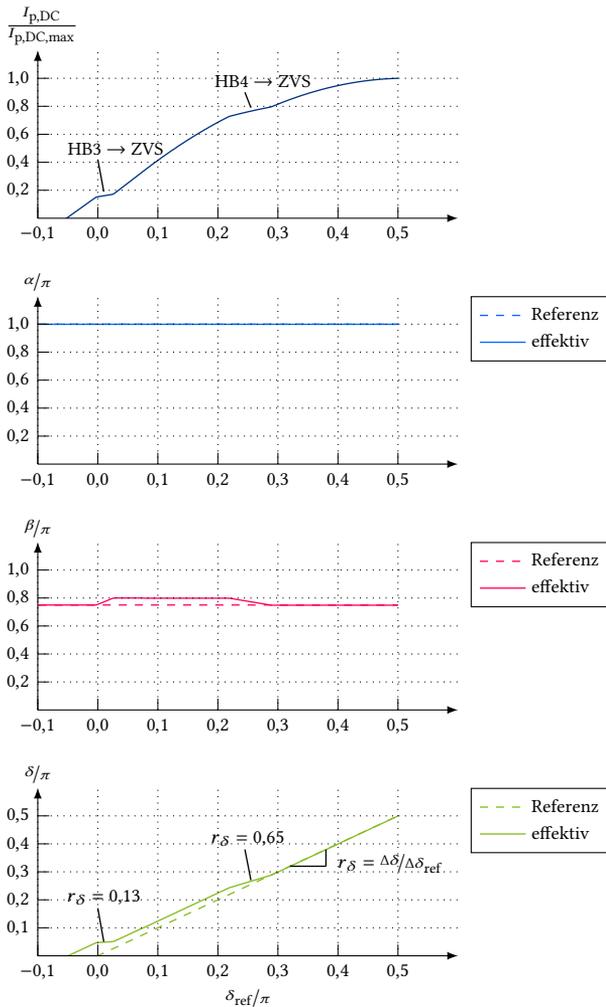


Abb. 7.3: Stromkennlinie und effektiv resultierende Ansteuerparameter des DAB-Wandlers bei 3-Level-Modulation ($nU_{s,DC}/U_{p,DC} = 0,867$, $\alpha_{\text{ref}}/\pi = 1$, $\beta_{\text{ref}}/\pi = 0,75$)

sekundärseitige Pulsbreite β wurde dafür auf $\beta_{\text{ref}}/\pi = 0,75$ reduziert. Die Primärseite wird im gesamten Betriebsbereich weichschaltend betrieben, so dass primärseitig kein Totzeiteffekt zu erwarten ist. Die primärseitige Pulsbreite α wurde daher zunächst vereinfachend bei $\alpha_{\text{ref}}/\pi = 1$ belassen. In der Stromkennlinie ergeben sich durch die Reduktion des Ansteuerparameters β zwei Übergangsbereiche, in denen jeweils ein Totzeiteffekt sichtbar ist. Für $\delta_{\text{ref}}/\pi < 0$ werden beide sekundärseitigen Halbbrücken (HB3, HB4) hartschaltend betrieben. Mit steigender Stellgröße δ_{ref} erfolgt zunächst der Übergang der Halbbrücke 3 in den weichschaltenden Betrieb. Mit einigem Abstand wechselt auch die Halbbrücke 4 vom hartschaltenden in den weichschaltenden Betrieb. Für beide Übergangsbereiche ergibt sich in der Stromkennlinie jeweils eine reduzierte Steigung der Eingangsstromkennlinie.

Abbildung 7.3 zeigt darüber hinaus auch die effektiv resultierenden Ansteuerparameter α , β und δ unter Berücksichtigung der parasitären Schaltzeitpunktverschiebungen. Im 3-Level-Betrieb müssen zusätzlich zur Stellgröße δ auch die primär- und sekundärseitigen Pulsbreiten α und β betrachtet werden. Die Ansteuerparameter können direkt aus den simulativen, effektiven Schaltzeitpunkten der Halbbrücken HB1 bis HB4 bestimmt werden (vgl. Abb. 2.7):

$$\alpha = \varphi_{\text{HB2}} - \varphi_{\text{HB1}} \quad (7.1)$$

$$\beta = \varphi_{\text{HB4}} - \varphi_{\text{HB3}} \quad (7.2)$$

$$\delta = \frac{\varphi_{\text{HB3}} + \varphi_{\text{HB4}} - \varphi_{\text{HB1}} - \varphi_{\text{HB2}}}{2} \quad (7.3)$$

Die beiden primärseitigen Halbbrücken HB1 und HB2 werden durchgehend weichschaltend betrieben, so dass die primärseitige Pulsbreite α im gesamten Bereich dem Referenzwert folgt. Durch die parasitäre Verzögerung der Schaltvorgänge der beiden sekundärseitigen Halbbrücken HB3 und HB4 im hartschaltenden Betrieb werden die sekundärseitige Pulsbreite β und die Stellgröße δ jedoch verändert. Die Auswertung der simulativen Schaltzeitpunkte in Abb. 7.3 zeigt eine Erhöhung von β im Bereich $0 < \delta_{\text{ref}}/\pi < 0,29$. In diesem Bereich wird ausschließlich die Halbbrücke HB4 hartschaltend betrieben, so dass sich eine parasitäre Verschiebung zwischen den beiden sekundärseitigen Schaltvorgängen ergibt. Im Bereich $\delta_{\text{ref}}/\pi < 0$ gleichen sich die parasitären Verzögerungen der beiden Halbbrücken für die sekundärseitige Pulsbreite β aus, da beide Halbbrücken hartschaltend betrieben werden.

Für die Stellgröße δ ergibt sich hingegen im Bereich $\delta_{\text{ref}}/\pi < 0$ die größte Abweichung. Die parasitären Schaltverzögerungen der Halbbrücken HB3 und HB4 tragen beide zur Verschiebung der Sekundärseite gegenüber der Primärseite bei. Nach dem Übergang

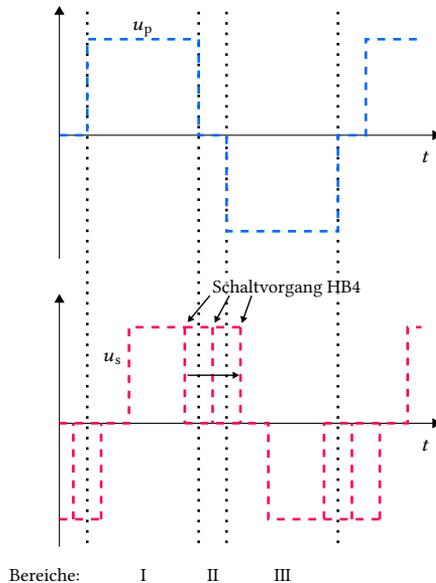


Abb. 7.4: Schaltzeitpunkte der Halbrücke HB4 mit unterschiedlichem Totzeiteffekt (Bereich I: $u_p > 0$, Bereich II: $u_p = 0$, Bereich III: $u_p < 0$)

der Halbrücke HB3 in den weichschaltenden Betrieb für $0,03 < \delta_{ref}/\pi < 0,29$ wird die Abweichung der Stellgröße δ reduziert, da ausschließlich die parasitäre Schaltverzögerung der Halbrücke HB4 verbleibt. Für $\delta_{ref}/\pi > 0,29$ wird auch die Halbrücke HB4 und damit alle vier primär- und sekundärseitigen Halbrücken weichschaltend betrieben. Somit ergeben sich näherungsweise ideale Schaltzeitpunkte und die drei Ansteuerparameter α , β und δ folgen ihrem jeweiligen Referenzwert.

Die Stromkennlinie in Abb. 7.3 zeigt in den Übergängen der Halbrücke HB3 und HB4 deutlich unterschiedliches Verhalten. Die Steigung der Stromkennlinie in den Übergangsbereichen ergibt sich dabei direkt aus dem Übergangsverhalten der Stellgröße δ . Die Halbrücke HB3 wechselt in einem kleinen δ_{ref} -Bereich vom hartschaltenden in den weichschaltenden Bereich ($0 < \delta_{ref}/\pi < 0,02$). Daher wird die Steigung der Stromkennlinie im Übergang stark reduziert. Der Übergang der Halbrücke HB4 erstreckt sich hingegen über einen größeren Bereich ($0,22 < \delta_{ref}/\pi < 0,29$). Die Steigung der Stromkennlinie wird im Übergang deutlich weniger verringert. Für die Regelung des Wandlers ist ein sanftes Übergangsverhalten wie bei der Halbrücke HB4 vorteilhaft, da sich nur eine geringe Abweichung gegenüber dem idealen, linearisierten Modell der Regelstrecke ergibt.

Die Unterschiede in den Totzeiteffekten der beiden Halbbrücken in Abb. 7.3 ergeben sich aus den verschiedenen Schaltzeitpunkten der Halbbrücken im Übergang. Für die sekundärseitigen Halbbrücken können drei Bereiche mit unterschiedlichem Totzeiteffekt identifiziert werden. Diese sind in Abb. 7.4 beispielhaft für einen Schaltvorgang der Halbbrücke HB4 dargestellt. Die drei Bereiche unterscheiden sich dabei jeweils durch die primärseitig anliegende Transformatorspannung u_p . Im Folgenden soll exemplarisch das Übergangsverhalten der Halbbrücke HB4 für alle drei Bereiche analysiert werden. Für die Halbbrücke HB3 wird dafür ein eindeutig hart- bzw. weichschaltender Betrieb mit definiertem Schaltzeitpunkt angenommen. Unter diesen Annahmen wirkt eine Änderung des Ansteuerparameters δ_{ref} direkt auf den Schaltzeitpunkt der Halbbrücke HB3:

$$\Delta\varphi_{\text{HB3}}(\Delta\delta_{\text{ref}}) = \Delta\delta_{\text{ref}} \quad (7.4)$$

Der Schaltzeitpunkt von Halbbrücke HB4 befindet sich hingegen im Übergangsbereich zwischen hart- und weichschaltendem Betrieb (Totzeit). Die Änderung des Ansteuerparameters hat keinen Einfluss auf den effektiven Schaltzeitpunkt, solange keine der Totzeitgrenzen über den Stromnulldurchgang hinaus verschoben wird. Der Schaltzeitpunkt ergibt sich parasitär aus dem Stromnulldurchgang des sekundärseitigen Transformatorstroms i_s (vgl. Abb. 7.1).

$$i_s(\omega_s t = \varphi_{\text{HB4}}) = 0 \quad , \text{ für } \delta_{\text{ref}} \quad (7.5)$$

$$i_s(\omega_s t = \varphi_{\text{HB4}} + \Delta\varphi_{\text{HB4}}) = 0 \quad , \text{ für } \delta_{\text{ref}} + \Delta\delta_{\text{ref}} \quad (7.6)$$

Die Änderung des sekundärseitigen Stroms i_s durch eine Verschiebung des Schaltzeitpunktes von Halbbrücke HB3 muss daher durch eine Schaltzeitpunktverschiebung der Halbbrücke HB4 kompensiert werden:

$$\Delta i_s(\Delta\varphi_{\text{HB3}}) + \Delta i_s(\Delta\varphi_{\text{HB4}}) = 0 \quad (7.7)$$

Zur Bestimmung der effektiven Änderung der Verschiebung δ mittels Gleichung (7.3) für das Wandlerübertragungsverhalten werden die Schaltzeitpunktverschiebungen beider sekundärseitiger Halbbrücken benötigt:

$$\Delta\delta = \frac{\Delta\varphi_{\text{HB3}} + \Delta\varphi_{\text{HB4}}}{2} \quad (7.8)$$

Im Folgenden soll daher die parasitäre Schaltzeitpunktverschiebung $\Delta\varphi_{\text{HB4}}$ der Halbbrücke HB4 auf Basis von Gleichung (7.7) für eine Änderung des Ansteuerparameters $\Delta\delta_{\text{ref}}$ bestimmt werden. Vereinfachend wird in dieser Betrachtung ein

symmetrisches, verlustfreies Ersatzschaltbild für den Transformator angenommen ($L_{\sigma,p} = L'_{\sigma,s} = L_\sigma/2$, $R_{\sigma,p} = R'_{\sigma,s} = 0$, vgl. Abb. 2.9). Alle Größen werden primärseitig bezogen. Daraus ergibt sich die sekundärseitige Stromsteilheit in Abhängigkeit von den Transformatorspannungen u_p und u_s zu:

$$\frac{d i'_s(t)}{d t} = \frac{4L_h(u'_s(t) - u_p(t)) + 2L_\sigma u'_s(t)}{L_\sigma(4L_h + L_\sigma)} \quad (7.9)$$

Für die Stromänderung durch eine Verschiebung des Schaltzeitpunkts von Halbbrücke HB3 folgt:

$$\Delta i'_s(\Delta\varphi_{HB3}) = -\Delta\varphi_{HB3} n U_{s,DC} \frac{4L_h + 2L_\sigma}{\omega_s L_\sigma (4L_h + L_\sigma)} \quad (7.10)$$

Die Stromänderungsrichtung wird dabei von der betrachteten Halbperiode bestimmt. Hier wurde die positive Halbperiode der sekundärseitigen Transformatorspannung gewählt. Für eine Verschiebung des Schaltzeitpunkts von Halbbrücke HB4 muss die momentane, primärseitige Transformatorspannung u_p berücksichtigt werden. Für die drei Bereiche aus Abb. 7.4 (Bereich I: $u_p > 0$, Bereich II: $u_p = 0$, Bereich III: $u_p < 0$) ergibt sich die Stromänderung zu:

$$\Delta i'_s(\Delta\varphi_{HB4}) = \Delta\varphi_{HB4} n U_{s,DC} \frac{4L_h \left(1 - 2 \frac{U_{p,DC}}{n U_{s,DC}}\right) + 2L_\sigma}{\omega_s L_\sigma (4L_h + L_\sigma)} \quad , \text{ Bereich I} \quad (7.11)$$

$$\Delta i'_s(\Delta\varphi_{HB4}) = \Delta\varphi_{HB4} n U_{s,DC} \frac{4L_h + 2L_\sigma}{\omega_s L_\sigma (4L_h + L_\sigma)} \quad , \text{ Bereich II} \quad (7.12)$$

$$\Delta i'_s(\Delta\varphi_{HB4}) = \Delta\varphi_{HB4} n U_{s,DC} \frac{4L_h \left(1 + 2 \frac{U_{p,DC}}{n U_{s,DC}}\right) + 2L_\sigma}{\omega_s L_\sigma (4L_h + L_\sigma)} \quad , \text{ Bereich III} \quad (7.13)$$

Durch Einsetzen von Gleichung (7.10) bis (7.13) in die Kompensationsbedingung aus Gleichung (7.7) wird die Schaltzeitpunktverschiebung $\Delta\varphi_{HB4}$ in Abhängigkeit von der Änderung des Ansteuerparameters $\Delta\delta_{ref}$ für die drei Bereiche bestimmt:

$$\Delta\varphi_{HB4}(\Delta\delta_{ref}) = \Delta\delta_{ref} \frac{2L_h + L_\sigma}{2L_h \left(1 - 2 \frac{U_{p,DC}}{n U_{s,DC}}\right) + L_\sigma} \quad , \text{ Bereich I} \quad (7.14)$$

$$\Delta\varphi_{HB4}(\Delta\delta_{ref}) = \Delta\delta_{ref} \quad , \text{ Bereich II} \quad (7.15)$$

$$\Delta\varphi_{HB4}(\Delta\delta_{ref}) = \Delta\delta_{ref} \frac{2L_h + L_\sigma}{2L_h \left(1 + 2 \frac{U_{p,DC}}{n U_{s,DC}}\right) + L_\sigma} \quad , \text{ Bereich III} \quad (7.16)$$

Im Bereich II verschiebt sich der parasitäre Schaltzeitpunkt φ_{HB4} auch innerhalb der Totzeit ideal mit der Änderung des Ansteuerparameters $\Delta\delta_{ref}$ mit. Ein Totzeiteffekt

ist dadurch im Bereich II nicht beobachtbar. Für die Bereiche I und III ist das Verhalten abhängig vom Verhältnis der Eingangsspannungen $U_{p,DC}$ und $U_{s,DC}$ sowie den Transformatorparametern L_h und L_σ . Durch Einsetzen der Schaltzeitpunktverschiebungen $\Delta\varphi_{HB3}$ aus Gleichung (7.4) und $\Delta\varphi_{HB4}$ aus Gleichung (7.14) bis (7.16) in Gleichung (7.8) kann das Verhältnis zwischen effektiver Veränderung $\Delta\delta$ und gestellter Veränderung $\Delta\delta_{ref}$ des Ansteuerparameters ermittelt werden. Ein reduzierter Verstärkungsfaktor beschreibt die Steigungsreduktion der Stromkennlinie innerhalb der Totzeit.

$$r_\delta = \frac{\Delta\delta}{\Delta\delta_{ref}} = \frac{1}{2} + \frac{2L_h + L_\sigma}{4L_h \left(1 - 2\frac{U_{p,DC}}{nU_{s,DC}}\right) + 2L_\sigma}, \text{ Bereich I} \quad (7.17)$$

$$r_\delta = \frac{\Delta\delta}{\Delta\delta_{ref}} = 1, \text{ Bereich II} \quad (7.18)$$

$$r_\delta = \frac{\Delta\delta}{\Delta\delta_{ref}} = \frac{1}{2} + \frac{2L_h + L_\sigma}{4L_h \left(1 + 2\frac{U_{p,DC}}{nU_{s,DC}}\right) + 2L_\sigma}, \text{ Bereich III} \quad (7.19)$$

Die Gleichung (7.17) für den Bereich I ist dabei nur für ein Eingangsspannungsverhältnis von $U_{p,DC}/(nU_{s,DC}) > 1$ gültig. Für kleinere primärseitige Eingangsspannungen stellt sich innerhalb der Totzeit am Schaltknoten ein weiterer parasitärer Spannungszustand ein, der gesondert beschrieben werden muss. Für die asymmetrische Wahl des Windungszahlverhältnisses im finalen DAB-Wandler (vgl. Kapitel 8) ist der Bereich $U_{p,DC}/(nU_{s,DC}) < 1$ im Betrieb allerdings nicht relevant, so dass er hier nicht weiter untersucht werden soll. Es sei jedoch angemerkt, dass der parasitäre Spannungszustand in diesem Bereich einen stabilisierenden Effekt auf die Regelbarkeit des Wandlers hat.

In Bezug auf die Regelbarkeit stellt der symmetrische Betrieb mit $U_{p,DC}/(nU_{s,DC}) \approx 1$ den kritischen Fall dar. Zur Veranschaulichung wird der Faktor r_δ in diesem Betriebspunkt beispielhaft für einen Transformator mit sehr hoher Kopplung ($L_h \gg L_\sigma$) ausgewertet:

$$r_\delta(U_{p,DC}/(nU_{s,DC}) \approx 1) \approx 0, \text{ Bereich I} \quad (7.20)$$

$$r_\delta(U_{p,DC}/(nU_{s,DC}) \approx 1) = 1, \text{ Bereich II} \quad (7.21)$$

$$r_\delta(U_{p,DC}/(nU_{s,DC}) \approx 1) \approx \frac{2}{3}, \text{ Bereich III} \quad (7.22)$$

Im Bereich I kompensieren sich die Schaltzeitpunktverschiebungen der beiden Halbbrücken bei symmetrischen Eingangsspannungen näherungsweise. Trotz 3-Level-Modulation resultiert für den Übergang zwischen hart- und weichschaltendem

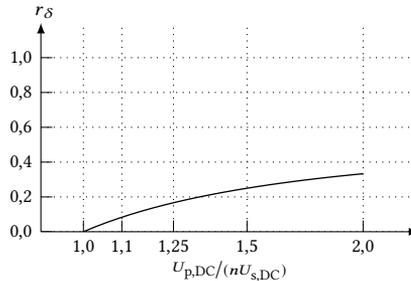


Abb. 7.5: Verhältnis zwischen effektiver Veränderung $\Delta\delta$ und gestellter Veränderung $\Delta\delta_{\text{ref}}$ des Ansteuerparameters für Totzeitübergänge im Bereich I ($u_p > 0$)

Bereich der Halbbrücke eine Stagnation in der Stromkennlinie analog zur 2-Level-Modulation in Abb. 7.2. Die Reglerperformance ist im Übergangsbereich durch den Totzeiteffekt stark eingeschränkt. Im Bereich III hat der Totzeiteffekt einen deutlich geringeren Einfluss auf den Verstärkungsfaktor r_δ und damit auf das Übertragungsverhalten des Wandlers. Trotz der leichten Reduktion der idealen Wandlerverstärkung können hier bei robuster Auslegung typischerweise Regler mit geringen Einschränkungen in der Performance realisiert werden. Im Bereich II folgt die effektive Ansteuergröße dem Sollwert ideal, so dass für die Regelbarkeit keine Einschränkungen vorliegen.

Für den kritischen Bereich I soll abschließend die Abhängigkeit der Regelbarkeit vom Eingangsspannungsverhältnis $U_{p,DC}/(nU_{s,DC})$ untersucht werden. In Abb. 7.5 ist hierfür der Verstärkungsfaktor r_δ über dem Eingangsspannungsverhältnis (für $L_h \gg L_\sigma$) abgebildet. Im betrachteten Betriebsbereich liegt die Verstärkung bei $r_\delta \leq 1/3$, so dass sich Einschränkungen für die Reglerperformance ergeben. Insbesondere im Bereich $1 < U_{p,DC}/(nU_{s,DC}) < 1,1$ ergibt sich mit $r_\delta < 0,1$ eine Stromkennlinie nahe der Stagnation.

Der Totzeiteffekt der Halbbrücke HB4 ist damit für alle drei Bereiche aus Abb. 7.4 beschrieben. Die Halbbrücke HB3 verhält sich in jedem der drei Bereiche für Übergänge zwischen hart- und weichschaltendem Betrieb analog. Die Übergänge in den Bereichen II und III weisen einen geringeren Totzeiteffekt auf, der in einer Reglerauslegung berücksichtigt werden kann. Im Bereich I resultieren Übergänge für $U_{p,DC}/(nU_{s,DC}) \approx 1$ in einer Stagnation der Stromkennlinie. In Anhang A.10 wird für einen solchen Betriebspunkt der Übergang zwischen hart- und weichschaltendem Betrieb für unterschiedliche Kombinationen der Pulsbreiten α und β dargestellt.

Unter der Randbedingung von weichem Einschalten auf der Primärseite und hoher Transformatorkopplung (vgl. Kapitel 6) kann der Übergang unabhängig von der Wahl der Pulsbreiten nicht vermieden werden. Die Regelbarkeit muss daher auch für Übergänge mit Stagnationseffekt im Bereich I durchgehend gewährleistet sein.

7.2 Minimierung des Totzeiteffekts durch Stellgrößenüberlagerung

Da der Stagnationseffekt im Übergang zwischen hart- und weichschaltendem Bereich nicht in allen Betriebsbereichen vermieden werden kann, soll in diesem Abschnitt die Rückwirkung auf die Regelung des DAB-Wandlers minimiert werden. Theoretisch kann die Abweichung der nicht-idealen Stromkennlinie direkt ausgeglichen werden, indem die Ansteuerparameter im hartschaltenden Betrieb um die Totzeitverschiebung korrigiert werden [114], [116]. Dabei können jedoch bereits geringe Parameterabweichungen den Übergang zwischen hart- und weichschaltendem Betrieb verschieben und die Kompensation der Totzeit stören. Alternativ können auch erweiterte Regelungsverfahren eingesetzt werden, um die Auswirkung der Stagnation zu reduzieren. Da das exakte Auftreten des Stagnationseffekts nicht im Voraus modelliert werden kann, sollten wahlweise robuste (z.B. Fuzzy, H_{∞}) oder adaptive Regelverfahren zur Verbesserung des Übergangsverhaltens genutzt werden [117]–[119]. Das Regelverhalten kann jedoch auch für diese Ansätze eingeschränkt sein. Für robuste Regelungen ist die Regelgüte abhängig von der in der Auslegung berücksichtigten Unsicherheit und für adaptive Regelungen von der Genauigkeit der Modellidentifikation. Zusätzlich ergibt sich durch die erweiterten Regelungsverfahren ein höherer Auslegungs- und Implementierungsaufwand für die Regelung. Daher wird hier ein neuartiges Verfahren zur Minimierung des Totzeiteffekts basierend auf Stellgrößenüberlagerung vorgestellt. Die Regelbarkeit des Wandlers soll damit auf Grundlage klassischer Regelungsansätze weitgehend parameterunabhängig gewährleistet werden.

Zunächst wird das klassische Ansteuerverfahren nach Abb. 7.6(a) betrachtet. Exemplarisch wird ein linearer Anstieg des Ansteuerparameters δ_{ref} gezeigt. Der Ansteuerparameter wird dabei mit der Schaltfrequenz f_s abgetastet und jeweils zu Beginn der Schaltperiode aktualisiert. Im markierten Bereich $\Delta\delta_{\text{ref,tot}}$ durchläuft eine sekundärseitige Halbbrücke den Totzeiteffekt für den Übergang zwischen hart- und weichschaltendem Betrieb. Abhängig vom Betriebspunkt resultiert in diesem Bereich der im vorherigen Abschnitt beschriebene Stagnationseffekt. Der Ansteuerparameter δ_{ref} wird im realen Wandlerbetrieb von der Regelung gestellt. Entgegen der hier

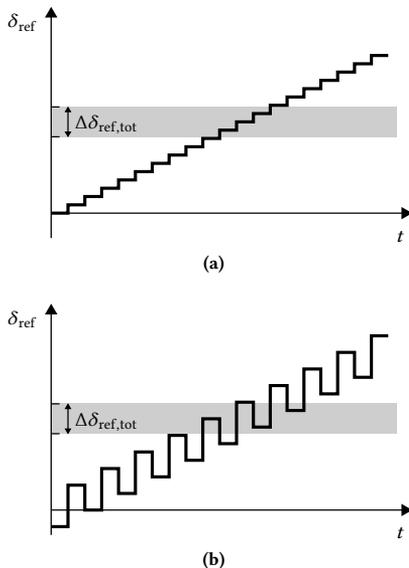


Abb. 7.6: Zeitlich diskretisierter Verlauf der Stellgröße δ für einen exemplarischen, linearen Anstieg **(a)** ohne Stellgrößenüberlagerung **(b)** mit Stellgrößenüberlagerung

gezeigten, vereinfachten Darstellung kann sich der Ansteuerparameter für zahlreiche aufeinanderfolgende Schaltperioden innerhalb des Bereiches mit Totzeiteffekt $\Delta\delta_{\text{ref,tot}}$ befinden. Die Stagnation des Eingangsstroms beeinträchtigt in diesem Fall die Reglerperformance signifikant.

Der Stagnationseffekt soll vermieden werden, indem für den Ansteuerparameter δ_{ref} eine Wechselgröße überlagert wird. In Abb. 7.6(b) wird der linearen Steigung des Ansteuerparameters dazu ein Rechtecksignal mit halber Schaltfrequenz $f_{\text{rect}} = f_s/2$ überlagert. Die Amplitude des Rechtecksignals sollte dabei größer als der halbe Totzeitbereich $\Delta\delta_{\text{ref,tot}}/2$ gewählt werden, so dass unabhängig vom Ansteuerparameter δ_{ref} nur jede zweite Schaltperiode innerhalb des Totzeitbereichs liegt. Der Totzeitbereich der Stellgröße $\Delta\delta_{\text{ref,tot}}$ ergibt sich aus der Totzeit t_{tot} , der Periodendauer T_s und dem Verstärkungsfaktor r_δ zu:

$$\frac{\Delta\delta_{\text{ref,tot}}}{\pi} = \frac{t_{\text{tot}}}{T_s (1 - r_\delta)} \quad (7.23)$$

Um eine Wirksamkeit der Stellgrößenüberlagerung unterhalb einer Verstärkung von $r_\delta = 1/2$ zu garantieren, sollte für die Stellgröße beispielsweise ein Totzeitbereich von

$\Delta\delta_{\text{ref,tot}}/\pi = 2t_{\text{tot}}/T_s$ berücksichtigt werden. Der Verstärkungsfaktor der Stromkennlinie ergibt sich bei ausreichender Dimensionierung der Amplitude des überlagerten Signals als Mittelwert der Verstärkung im Totzeitbereich und außerhalb des Totzeitbereichs. Die Verstärkung innerhalb des Totzeitbereichs kann bis hin zur Stagnation mit $r_{\delta,\text{tot}} \geq 0$ reduziert sein. Außerhalb des Totzeitbereichs verhält sich der Wandler ideal mit $r_{\delta} = 1$. Der Verstärkungsfaktor im Vergleich zur idealen Stromkennlinie beträgt damit über zwei Schaltperioden gemittelt:

$$\bar{r}_{\delta,\text{rect}} = \frac{1 + r_{\delta,\text{tot}}}{2} \geq \frac{1}{2}, \quad \text{für } L_h \gg L_{\sigma} \quad (7.24)$$

Eine Stagnation des Eingangsstroms kann so unabhängig vom Totzeiteffekt $r_{\delta,\text{tot}}$ vermieden und bei robuster Reglerauslegung typischerweise eine geringe Abweichung vom gewünschten Regelverhalten erreicht werden. Durch aufwendigere überlagerte Signale mit einer höheren Anzahl von Zwischenstufen kann eine noch höhere Übereinstimmung mit der idealen Wandlerverstärkung erreicht werden. Für ein überlagertes Signal mit N_r Zwischenstufen ergibt sich bei geeigneter Wahl des Abstands ein gemittelter Verstärkungsfaktor von:

$$\bar{r}_{\delta,\text{mehrstufig}} = \frac{1}{N_r} \sum_{n=1}^{N_r} r_{\delta,n} \geq \frac{N_r - 1}{N_r}, \quad \text{für } L_h \gg L_{\sigma} \quad (7.25)$$

So kann, gemittelt über mehrere Schaltperioden, für die Reglerauslegung ein nahezu ideales Wandlerverhalten erreicht werden. Da die Stellgrößenüberlagerung im gesamten Betriebsbereich angewendet werden kann, muss die genaue Position des Übergangs mit Totzeiteffekt nicht bekannt sein. Dies erhöht die Robustheit gegenüber Veränderungen der Wandlerparameter im Vergleich zu Verfahren mit Totzeitkompensation signifikant.

Allerdings resultiert das Aufschalten einer überlagerten Wechselgröße auf den Ansteuerparameter δ_{ref} in einer zusätzlichen Welligkeit im Eingangsstrom des Wandlers unterhalb der Schaltfrequenz. Die Auswirkungen müssen in der jeweiligen Anwendung des DAB-Wandlers betrachtet werden. Einerseits sollte die Grenzfrequenz des Reglers deutlich unterhalb der Frequenz der überlagerten Wechselgröße liegen, so dass eine Interaktion mit der Stellgrößenüberlagerung ausgeschlossen wird und der Regler ausschließlich für den gemittelten Eingangsstrom wirksam ist. Andererseits sollte eine Resonanz der Stellgrößenüberlagerung mit den Eingangsfiltern des Wandlers vermieden werden und die Anforderungen der Quelle und der Last an die Stromwelligkeit betrachtet werden. Insbesondere für die Implementierung als zweistufiges Rechtecksignal mit halber Schaltfrequenz ergeben sich durch die geringe

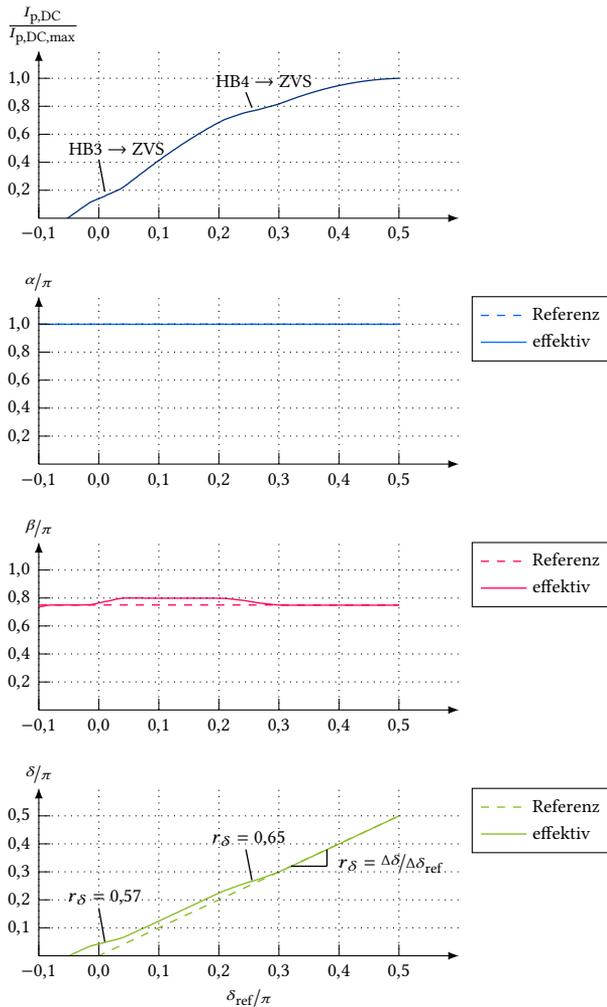


Abb. 7.7: Stromkennlinie und effektiv resultierende Ansteuerparameter des DAB-Wandlers mit Stellgrößenüberlagerung ($nU_{s,DC}/U_{p,DC} = 0,867$, $\alpha_{ref}/\pi = 1$, $\beta_{ref}/\pi = 0,75$)

Amplitude des überlagerten Signals typischerweise keine Einschränkungen in der praktischen Auslegung.

Abschließend wird die Schaltungssimulation für den Betriebspunkt aus dem vorherigen Abschnitt (vgl. Abb. 7.3) erneut unter Aufschaltung eines zweistufigen Rechtecksignals ausgewertet. Die Stromkennlinie und die effektiven Ansteuerparameter sind in Abb. 7.7 dargestellt. Besonders der Übergang der Halbbrücke HB3 vom hart- in den weichschaltenden Betrieb zeigt ein deutlich verändertes Verhalten. Durch die Stellgrößenüberlagerung ist der Totzeiteffekt über einen breiteren Bereich von $-0,01 < \delta_{\text{ref}}/\pi < 0,04$ sichtbar und resultiert dort in einer deutlich geringeren Steigungsreduktion. Dies folgt direkt aus dem erhöhten Verstärkungsfaktor \bar{r}_δ zwischen effektivem Ansteuerparameter δ und gestelltem Parameter δ_{ref} . Eine Stagnation im Übergangsbereich kann somit effektiv vermieden werden. Die Regelbarkeit bleibt trotz Totzeiteffekt gewährleistet.

Zusammenfassung

Bei den Übergängen zwischen hart- und weichschaltendem Betrieb des DAB-Wandlers kann sich durch Totzeiteffekte eine Stagnation in der Stromkennlinie ergeben. Während sich mit der 2-Level-Modulation unabhängig vom Betriebspunkt eine Stagnation ergibt, tritt diese mit der 3-Level-Modulation insbesondere für bestimmte Spannungsverhältnisse und Schaltzeitpunkte auf. Die Stagnation im Übergang wirkt sich nachteilig auf das Regelverhalten des Wandlers aus. Daher wird eine Betriebsstrategie basierend auf Stellgrößenüberlagerung entwickelt, die die Auswirkung des Totzeiteffekts auf einen breiteren Ausgangsstrombereich verteilt. Die Stagnation in der Stromkennlinie kann damit weitgehend unabhängig von Parametertoleranzen vermieden werden, so dass die Regelbarkeit des Wandlers gewährleistet bleibt.

8 Experimenteller Aufbau und Verifikation

Ein DAB-Bordnetzwandler wird grundlegend aus einem Transformator, einer primärseitigen Vollbrücke und einer sekundärseitigen Vollbrücke aufgebaut. In den vorherigen Kapiteln wurden Konzepte für eine Verbesserung der Wandlerkomponenten entwickelt. Für den Transformator wurde ein Aufbau mit verbesserter Entwärmung und integrierter Streuinduktivität vorgestellt (vgl. Kapitel 3). Anschließend wurde das Schaltverhalten der Vollbrücken analysiert und ein optimiertes Schaltzellendesign zur Reduktion von Abschaltverlusten entwickelt (vgl. Kapitel 4). Für eine optimierte Auslegung der Komponenten wurden die Bauteilbelastungen in Abhängigkeit von den Transformatorparametern untersucht. Durch ein asymmetrisches Windungsverhältnis können die sekundärseitigen Hochstromschaltzellen entlastet und der Realisierungsaufwand des Wandlers verringert werden (vgl. Kapitel 6).

Für eine Verifikation der Konzepte auf Wandlerenebene soll aus den Einzelkomponenten in diesem Kapitel ein Gesamtwandler aufgebaut werden. In Abb. 8.1 ist eine Explosionsansicht des Wandlerprototyps gezeigt. Alle Wandlerkomponenten sind auf einer Leistungsplatine integriert. Dies vereinfacht den Aufbau und bereitet den Wandler konzeptionell für eine industrielle Serienfertigung vor. Für die Integration der Wandlerkomponenten liegt der Fokus auf einer Optimierung des Bauraums und der Kosten. Die grundlegenden Anforderungen an den Bordnetzwannder sind in Tab. 8.1 zusammengefasst und entsprechen den Anforderungen aus der Auslegung (vgl. Kapitel 6). Abschließend soll der aufgebaute Wandlerprototyp entsprechend den Anforderungen elektrisch und thermisch verifiziert werden.

Das Kapitel ist in vier Abschnitte gegliedert, in denen ein leiterplattenbasierter DAB-Bordnetzwandler aufgebaut und untersucht werden soll. In Abschnitt 8.1 wird der Aufbau des Wandlers vorgestellt und der Prototyp mit dem Stand der Technik verglichen. In den Abschnitten 8.2 und 8.3 wird das elektrische Verhalten des Wandlers verifiziert und die Effizienz untersucht. In Abschnitt 8.4 wird die Auslegung der Wandlerkomponenten anhand einer thermischen Analyse überprüft.

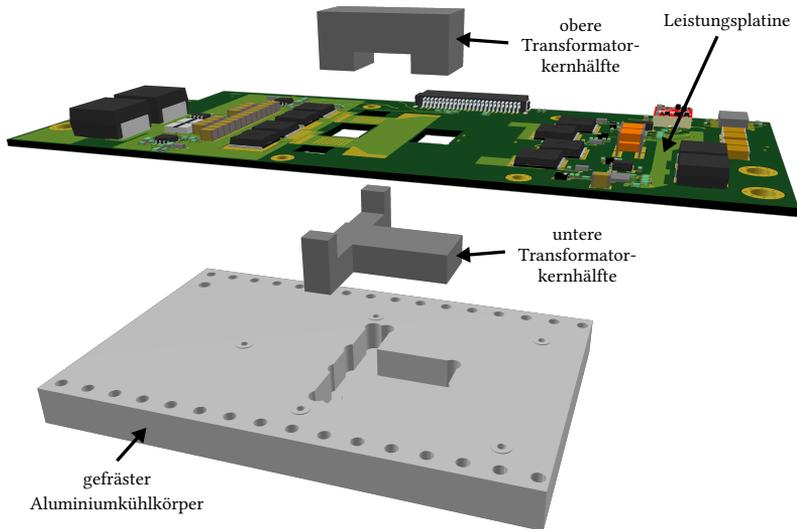


Abb. 8.1: Explosionsansicht des leiterplattenintegrierten DAB-Wandlers

Tab. 8.1: Anforderungen an den Prototyp des DAB-Wandlers

Parameter		Wert
Primärseitige Eingangsspannung	$U_{p,DC}$	250 V – 450 V
Sekundärseitige Eingangsspannung	$U_{s,DC}$	10 V – 15 V
Sekundärseitiger Eingangsstrom	$ I_{s,DC} $	0 A – 100 A
Maximale Kühlwassertemperatur	$T_{kuehl,max}$	65 °C

8.1 Leiterplattenintegrierter Dual-Active-Bridge-Wandler

Zunächst soll der Aufbau des leiterplattenintegrierten DAB-Bordnetzwandlers aus Abb. 8.1 detailliert vorgestellt werden. Die zentralen Wandlerkomponenten, der Transformator und die Schaltzellen, sind auf der Leistungsplatine integriert. Zusätzlich sind auch die Eingangsfilter, die Gate-Ansteuerung, die Messensorik und die galvanisch getrennte Hilfsspannungsversorgung auf der Leistungsplatine platziert. Dadurch ergibt sich ein einfacher Aufbau des Wandlers, bestehend aus der Leistungsplatine, den Transformator-kernen und dem Kühlkörper. Zur Entwärmung werden die Leistungsplatine und die untere Transformator-kernhälfte bei der Montage mittels TIM thermisch an den Kühlkörper angebunden (vgl. AVT aus Kapitel 3).

Tab. 8.2: Abmessungen und Leistungsdichte des DAB-Wandlerprototyps

Parameter	Wert
Platinenabmessungen	200 mm x 80 mm
Gesamthöhe Transformator Kern	24 mm
Volumen (Transformator & Leistungsplatine)	Quader: 0,38 l (I)
Volumen (Transformator & Schaltzellen)	Quader: 0,15 l (II)
Leistungsdichte (auf Basis I und II)	3,9 kW/l – 10,3 kW/l

Zur Veranschaulichung sind in Tab. 8.2 die Abmessungen des Prototyps zusammengefasst. Für die erreichte Leistungsdichte werden zwei Indikationen basierend auf der gesamten Leistungsplatine bzw. den zentralen Wandlerkomponenten bestehend aus Transformator und Schaltzellen bestimmt. In der Serienfertigung hängt die Leistungsdichte stark von der Gehäuseform, den EMV-Anforderungen und der integrierten Mess- und Schutztechnik ab. Im Prototyp ergibt sich der Bauraumbedarf im Wesentlichen durch den Transformator, die Schaltzellen und die Eingangsfilter. Diese Komponenten sollen daher im Folgenden näher betrachtet werden.

Transformator

Der in die Leistungsplatine eingebettete Transformator basiert auf dem in Kapitel 3 vorgestellten Design mit integrierten Streuflussschenkeln. Die Kern- und Wicklungsgeometrie des Prototyps ist in Abb. 8.2 gezeigt. Der Transformator muss im Vergleich zum Ausgangsdesign angepasst werden, damit die optimierten Transformatorparameter aus der Auslegung in Kapitel 6 erreicht werden. Die Designparameter des Transformatorprototyps sind in Tab. 8.3 zusammengefasst. Die Streuflussschenkel werden zur Reduktion der Streuinduktivität verkleinert und die primärseitige Windungszahl wird auf $N_p = 16$ reduziert. In der sechslagigen Leistungsplatine stehen vier Innenlagen für die primärseitige Wicklung zur Verfügung, so dass auf jeder Innenlage vier primärseitige Windungen realisiert werden.

Für die präzise Modellierung des DAB-Wandlers muss neben der Hauptinduktivität und der Streuinduktivität des Transformators auch der frequenzabhängige Wicklungswiderstand bestimmt werden. In Anhang A.11 wird dafür die Transformatorimpedanz bei sekundärseitigem Leerlauf und Kurzschluss bestimmt. Die Auswertung der Impedanzanalyse für ein symmetrisches Transformatorersatzschaltbild ($L_{\sigma,p} = L'_{\sigma,s} = L_{\sigma}/2$, $R_{\sigma,p} = R'_{\sigma,s} = R_{\sigma}/2$) ist in Tab. 8.4 zusammengefasst und wird in der Folge für die Modellierung und Ansteuerung des DAB-Wandlers genutzt.

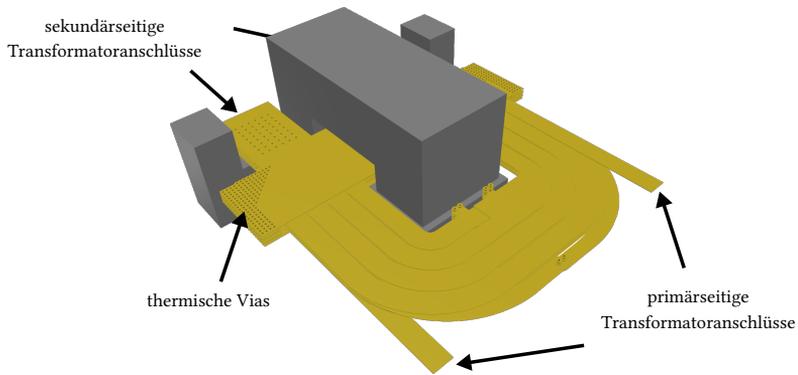


Abb. 8.2: Kern- und Wicklungsgeometrie des Transformatorprototyps

Tab. 8.3: Designparameter des Transformatorprototyps

Parameter		Wert
Schaltfrequenz	f_s	140 kHz
Wicklungszahlverhältnis	$N_p : N_s$	16 : 1
Hauptinduktivität (primärseitig bezogen)	L_h	154 μH
Streuinduktivität (primärseitig bezogen)	L_σ	21,9 μH
Kernquerschnitt	$A_{\text{Kern,Trafo}}$	150 mm^2
PCB-Kupferlagen	N_{Lagen}	6
PCB-Kupferdicke	d_{cu}	70 μm
PCB-Fläche	$A_{\text{Trafo,PCB}}$	2750 mm^2

Tab. 8.4: Transformatorimpedanzanalyse (primärseitig bezogen)

Parameter		Wert
Hauptinduktivität	L_h	163 μH
Streuinduktivität	L_σ	23,3 μH
Wicklungswiderstand 1. Harmonische (140 kHz)	$R_\sigma(1)$	1,10 Ω
Wicklungswiderstand 3. Harmonische (420 kHz)	$R_\sigma(3)$	1,73 Ω
Wicklungswiderstand 5. Harmonische (700 kHz)	$R_\sigma(5)$	2,29 Ω

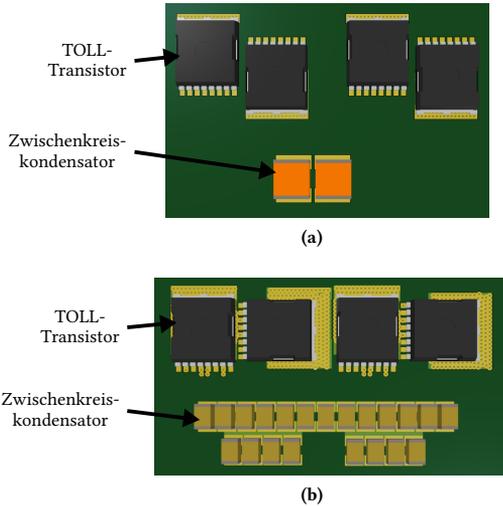


Abb. 8.3: Schaltzellenlayout (a) primärseitige TOLL-Vollbrücke mit Zwischenkreiskondensator (b) sekundärseitige TOLL-Vollbrücke mit Zwischenkreiskondensator

Tab. 8.5: Implementierung der primär- und sekundärseitigen Schaltzellen

	Transistor	U_{Br}	$R_{DS,on,typ.}$	$R_{th,jk,eff}$	Kapazität
Primär	<i>IPT60R080G7</i>	600 V	69 m Ω	7,4 K/W	2 x 1,2 μ F
Sekundär	<i>IPLU300N04S4-1R1</i>	40 V	0,83 m Ω	3,8 K/W	21 x 10 μ F

Schaltzellen

Für die Schaltzellen werden sowohl primär- als auch sekundärseitig Transistoren im TOLL-Gehäuse eingesetzt, da das TOLL-Gehäuse im Bezug auf Entwärmbarkeit, Schaltzelleninduktivität und Bauteilgröße einen guten Kompromiss ermöglicht. Die Komponenten der Schaltzelle sind in Tab. 8.5 zusammengefasst [87], [91]. Das Layout der Schaltzellen basiert auf den Ergebnissen der Schaltverlustanalyse in Kapitel 4 und ist in Abb. 8.3 gezeigt. Primärseitig wird mit einem klassischen Schaltzellendesign der Platzbedarf optimiert. Zur Optimierung der Schaltverluste wird für die Ansteuerung ein Kelvin-Source-Anschluss genutzt. Sekundärseitig wird das induktivitätsoptimierte Schaltzellendesign zur Reduktion der Schaltverluste implementiert.

Zusätzlich werden in der Umgebung des Drain-Tabs thermische Vias zur Verbesserung der Leistungsfähigkeit platziert. Unter Berücksichtigung der Quererwärmung

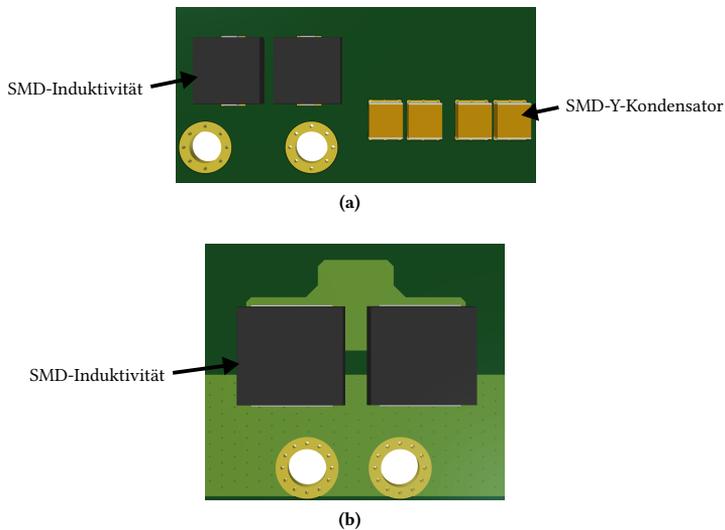


Abb. 8.4: Eingangsfilterintegration (a) primärseitige DM-Induktivitäten (seriell) und CM-Kapazitäten (b) sekundärseitige DM-Induktivitäten (parallel)

zwischen den Transistoren ergibt sich sekundärseitig ein effektiver thermischer Widerstand von $R_{th,jk,eff} = 3,8 \text{ K/W}$ vom Transistor zum Kühlwasser. Primärseitig ergibt sich durch den Einsatz einer Isolationsfolie zwischen Leiterplatte und Kühlkörper ein effektiver thermischer Widerstand von $R_{th,jk,eff} = 7,4 \text{ K/W}$.

Die Zwischenkreiskondensatoren stabilisieren die Eingangsspannung der Vollbrücken und werden zur Reduktion der Schaltzelleninduktivität über einen verschachtelten Lagenaufbau an die Transistoren angeschlossen (vgl. Kapitel 4). Für die Modellierung der Keramik Kondensatoren sollte insbesondere primärseitig die spannungsabhängige Kapazitätsänderung berücksichtigt werden [120].

Eingangsfilter

Die Eingangsfilter erfüllen im leistungselektronischen Wandler zwei Hauptfunktionen. Einerseits wird durch die Filterung die elektromagnetische Verträglichkeit des Wandlers verbessert. Abgesehen von Basisanforderungen (wie z.B. CISPR 25 [121]) variieren die geforderten EMV-Grenzwerte auf Komponentenebene allerdings auch innerhalb einer Anwendung stark. EMV-Grenzwerte werden daher für den Prototypenaufbau nicht berücksichtigt. Andererseits wird durch die Eingangsfilter allerdings

Tab. 8.6: Komponenten der Eingangsfilter

$L_{DM,p}$	$C_{CM,p}$	$L_{DM,s}$
2 x 5,5 μ H (seriell)	2 x 2 x 10 nF	2 x 0,74 μ H (parallel)

die robuste Funktionalität des Wandlers sichergestellt, indem Störeinkopplungen reduziert und kritische Resonanzstellen vermieden werden. Die hierfür im Prototyp implementierte Filterstruktur wird in Anhang A.12 schematisch gezeigt.

Die Integration der Eingangsfilter auf der Leiterplatte wird in Abb. 8.4 für die Primär- und Sekundärseite gezeigt. Die verwendeten Filterkomponenten sind in Tab. 8.6 zusammengefasst. Die SMD-Induktivitäten vermeiden als Gegentakt(DM)-Induktivitäten die Anregung einer Resonanz zwischen dem Zwischenkreiskondensator der Schaltzellen und der Induktivität der Anschlussleitung. Die Resonanzfrequenz des Systems wird dafür unterhalb der Schaltfrequenz verschoben. Die SMD-Y-Kondensatoren stabilisieren als Gleichtakt(CM)-Kapazitäten die primärseitigen Leistungseingänge bezogen auf den geerdeten Kühlkörper, indem Ableitströme über die Kondensatoren abfließen können. Dies reduziert Störeinkopplungen in benachbarte Signale auf der Leiterplatte. Gleichaktresonanzen werden im Prototypaufbau durch eine im Anschluss verbaute, externe CM-Induktivität vermieden.

Wandlerprototyp

Der Prototypaufbau des DAB-Wandlers ist in Abb. 8.5 gezeigt. Der Aluminiumkühlkörper des Wandlers wird zur Entwärmung mit einem TIM auf einer wassergekühlten Kupferplatte montiert. Eine aufwendige Kühlmittelführung im Kühlkörper wird so vermieden. Auf weitere Gehäuseteile, wie einen Deckel, wird verzichtet. Dies vereinfacht den Einsatz elektrischer und thermischer Messtechnik. Für die Ansteuerung des Prototyps wird ein externes Entwicklungsboard eingesetzt. Für eine realistische Bauraumabschätzung einer industriellen Serienlösung wurde auf der Leistungsplatine Layoutfläche für eine integrierte Implementierung des eingesetzten Mikrocontrollers mit Peripherie vorgehalten.

Zusätzlich zeigt Abb. 8.5 die Messabgriffe für die elektrische Verifizierung des Prototyps. Die Prüfspitzen kontaktieren die primär- und sekundärseitigen Transformatoranschlüsse für eine differentielle Messung der Transformatorspannungen. Die Rogowskispule misst den sekundärseitigen Transformatorstrom. Die im Prototypaufbau eingesetzte Ansteuerung und Messtechnik ist in Tab. 8.7 zusammengefasst.

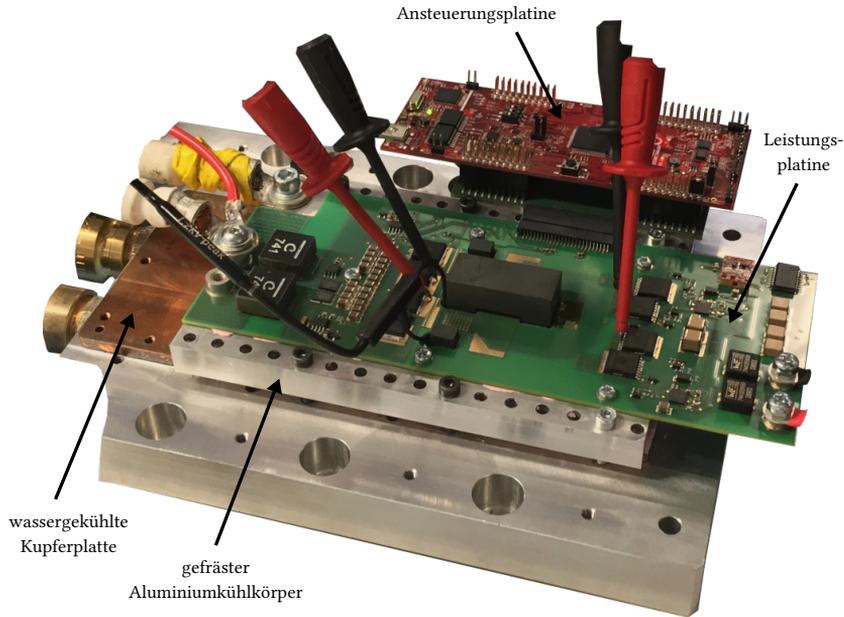


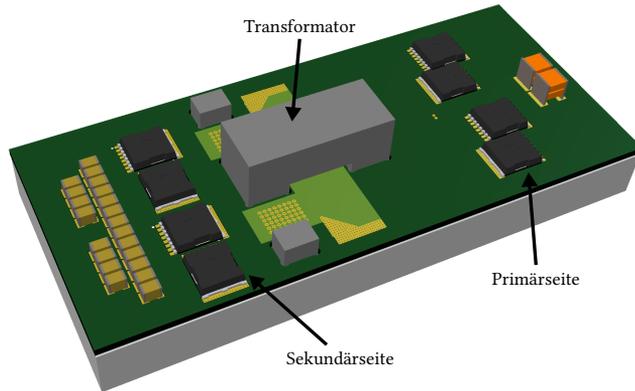
Abb. 8.5: Wassergekühlter DAB-Wandler-Aufbau mit Ansteuerungsplatine und Messabgriffen

Tab. 8.7: Ansteuerungsplatine und Messtechnik

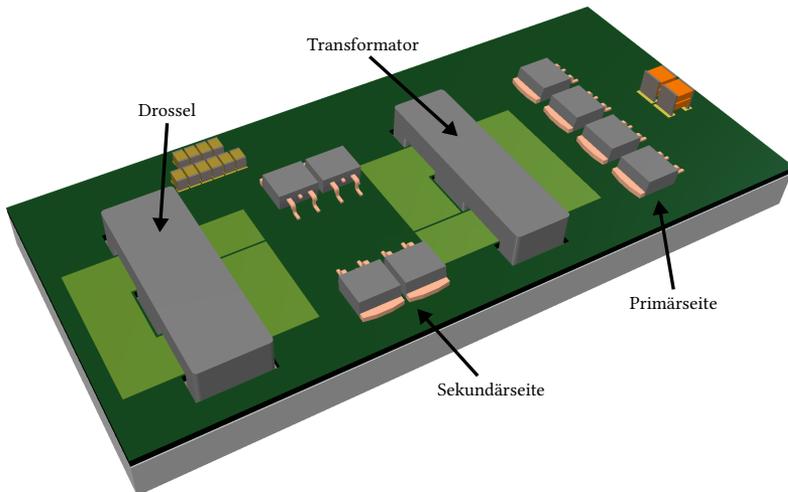
Komponente	Bezeichnung
Ansteuerungsplatine	<i>TI LaunchPadXL TMS320F28069M</i>
Oszilloskop	<i>Teledyne LeCroy WaveRunner 610Zi</i>
Spannungsmessung (differentiell)	<i>Teledyne LeCroy ADP305</i>
Strommessung (Rogowskispule)	<i>PEM CWT 1 Ultra Mini</i>
Leistungsmessgerät	<i>ZES Zimmer LMG450</i>
Wärmebildkamera	<i>FLIR T650sc</i>

Vergleich mit dem Stand der Technik

Der entwickelte Wandlerprototyp wird für eine Einordnung der Forschungsergebnisse mit dem Stand der Technik verglichen. Abbildung 8.6 zeigt den Aufbau des Wandlerprototyps gegenüber einem exemplarischen, seriennahen PSFB-Wandler (vgl. Kapitel 2). Zunächst werden die Unterschiede zwischen den Wandlern qualitativ betrachtet. Der DAB-Wandlerprototyp nutzt im Vergleich zum PSFB-Wandler einen



(a)



(b)

Abb. 8.6: Aufbau der leistungselektronischen Hauptkomponenten (a) DAB-Wandlerprototyp (b) exemplarischer, seriennaher PSFB-Wandler

komplexeren, größeren Transformator zur Erhöhung der Streuinduktivität und der Stromtragfähigkeit. Zusätzlich setzt der DAB-Wandlerprototyp ein aufwendigeres Schaltzellendesign mit zusätzlichen Zwischenkreiskondensatoren ein. Im PSFB-Wandler wird hingegen eine zusätzliche sekundärseitige Drossel zur Glättung des Ausgangsstromes eingesetzt, die den Flächenbedarf deutlich erhöht. Außerdem wird im PSFB-Wandler Leiterplattenfläche zur Reduktion der sekundärseitigen Überspannung beispielsweise durch eine Snubber-Schaltung benötigt (vgl. Kapitel 2). Insgesamt kann die Leiterplattenfläche im DAB-Wandlerprototyp deutlich verringert werden, während die Bauhöhe durch die komplexere Transformatorstruktur leicht zunimmt.

Die resultierenden Eigenschaften der Wandler werden in Tab. 8.8 einander gegenübergestellt. Zusätzlich zu Serienwandlern werden auch die bisherigen, prototypischen DAB-Bordnetzwandler und zwei hochfrequente, prototypische PSFB-Wandler für den Vergleich berücksichtigt. Der Vergleich mit den bisherigen DAB-Wandlern ermöglicht einen direkten Einblick in die in dieser Arbeit erreichten Verbesserungen auf Grundlage der DAB-Wandler topologie. Die hochfrequenten PSFB-Wandler geben als mögliche Weiterentwicklung der aktuellen Serienwandler einen Ausblick auf potentielle zukünftige Verbesserungen der Serienwandler. Die Leistungsdichte des Prototyps wurde mit 10,3 kW/l gegenüber den bisherigen DAB-Wandlern mit 4 kW/l bis 6 kW/l ungefähr verdoppelt. Die deutlichsten Unterschiede zum Aufbau der bisherigen DAB-Wandler sind die vereinfachte sekundärseitige Schaltzelle, das Transformator design mit integrierter Streuinduktivität und eine optimierte Leiterplattenintegration. Durch diese Verbesserungen übertrifft der Prototyp auch die ermittelte Leistungsdichte aktueller Serienwandler von 5 kW/l bis 9 kW/l leicht. Einer der hochfrequenten, prototypischen PSFB-Wandler erreicht mit 12,5 kW/l allerdings eine nochmals höhere Leistungsdichte.

Der hochfrequente PSFB-Wandler setzt GaN-Halbleiter und einen aufwendigen Leiterplattenaufbau ein. Dadurch wird eine Schaltfrequenz von $f_s = 500$ kHz ermöglicht, die für eine Verkleinerung der magnetischen Komponenten genutzt wird. Der zukünftige Einsatz hochfrequenter PSFB-Wandler in der industriellen Serienfertigung hängt insbesondere von zwei Faktoren ab. Einerseits müssen GaN-Halbleiter kostengünstig verfügbar sein. Andererseits ergeben sich durch die erhöhte Schaltfrequenz aber auch deutlich veränderte EMV-Eigenschaften des Wandlers [122]. Im niedrigen Frequenzbereich (<10 MHz) führt die Erhöhung der Frequenz zu einer Verkleinerung der benötigten EMV-Filterkomponenten. Im hohen Frequenzbereich (>10 MHz) generiert die erhöhte Schaltfrequenz jedoch eine höhere Anregung, die durch ein verbessertes Schirmungsdesign und ein verbessertes Hochfrequenzlayout des Filters bedämpft werden muss. Der in dieser Arbeit entwickelte DAB-Wandlerprototyp wird hingegen

Tab. 8.8: Vergleich des DAB-Wandlerprototyps mit bisherigen Bordnetzwandlern

	Prototyp	DAB-Wandler [17], [18]	Serienwandler [8]–[10], [12], [14]	hochfrequente PSFB-Wandler [16], [33]
Leistungsdichte (Quader: Schaltzellen & Transformator/Drossel)	10,3 kW/l	4 – 6 kW/l ¹	5 – 9 kW/l ¹	8,1 – 12,5 kW/l
Schaltfrequenz f_s	140 kHz	70 – 100 kHz	≈ 100 kHz ¹	500 – 700 kHz
Spitzenwirkungsgrad $\hat{\eta}$	96,7 %	96,0 – 97,7 % ¹	92,0 – 95,0 %	91,9 – 96,5 % ¹
Sekundärseitige Transistoren pro 100 A Ausgangsstrom: n_{Tr}	4	12,2 – 16,1	3,6 – 5,5 ¹	3,1 – 4
FOM der sekundärs. Transistoren: ($n_{Tr} \cdot U_{Br}$)/ $R_{DS,on}$	193 kV/ Ω	391 – 766 kV/ Ω	180 – 270 kV/ Ω ¹ (bzw. Dioden)	110 – 150 kV/ Ω ¹ (bzw. Dioden)
Einfehlersicherheit bei sekundärs. Kurzschluss	✓	✓	✓	X

mit einer moderat erhöhten Frequenz von $f_s = 140$ kHz betrieben und kann unabhängig von Fortschritten in der Halbleiterproduktion oder dem Filterdesign eingesetzt werden.

Der Prototyp erreicht einen Spitzenwirkungsgrad von $\hat{\eta} = 96,7$ %. Die Effizienz liegt damit deutlich oberhalb der Effizienz der Serienwandler mit Spitzenwirkungsgraden von 92,0 % bis 95,0 %. Der effizienteste hochfrequente PSFB-Wandler erreicht mit einem abgeschätzten Spitzenwirkungsgrad von 96,5 % ein vergleichbares Niveau. Nur einer der bisherigen, prototypischen DAB-Wandler erreicht durch einen sehr hohen Hardwareaufwand einen höheren Spitzenwirkungsgrad von 97,7 %.

Ein zentrales Ziel bei der Auslegung des Wandlerprototyps war eine Reduktion des Realisierungsaufwands für die sekundärseitigen Transistoren. Als Indikatoren für den Realisierungsaufwand werden wiederum die normierte Anzahl der sekundärseitigen Transistoren und eine Gütezahl (FOM) als Maß für die eingesetzte Chipfläche ermittelt (vgl. Kapitel 2). Der Prototyp setzt vier sekundärseitige Transistoren bei einem maximalen Ausgangsstrom von 100 A ein. Die FOM ergibt sich zu 193 kV/ Ω . Damit konnte der sekundärseitige Transistorbedarf im Vergleich mit den bisherigen DAB-Wandlern mehr als halbiert werden und liegt ungefähr auf dem Niveau der Serienwandler. Der hochfrequente, prototypische PSFB-Wandler erreicht mit einer FOM von 110 kV/ Ω bis 150 kV/ Ω einen noch deutlich geringeren Chipbedarf. Die optimierte Gleichrichterstruktur der hochfrequenten Wandler ist allerdings anfällig dafür, die sekundärseitige

¹Aufgrund mangelnder Datenverfügbarkeit oder Vergleichbarkeit wurde diese Angabe abgeschätzt bzw. extrapoliert.

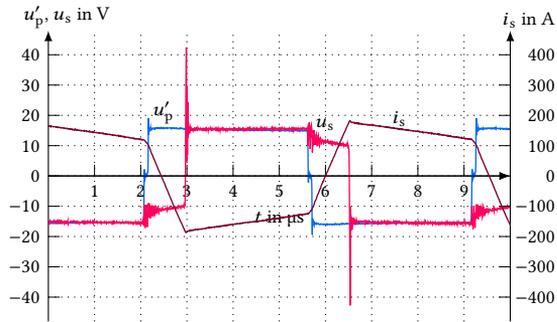
Batterie im Fehlerfall kurzzuschließen. Für eine Serienimplementierung wird daher noch ein Zusatzschalter zur Absicherung gegen Kurzschluss benötigt.

8.2 Elektrische Verifikation

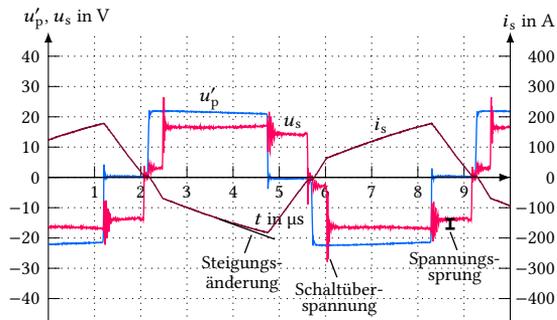
In diesem Abschnitt wird das elektrische Verhalten des DAB-Bordnetzwandlers im Betriebsbereich getestet. Analog zur Auslegung in Kapitel 6 sollen durch eine optimierte 3-Level-Modulation die Transformatorströme minimiert und das weiche Einschalten (ZVS) für die primärseitigen Schalter erreicht werden. Für eine exakte Berechnung der Ansteuerparameter wird das erweiterte Wandlermodell aus Kapitel 5 auf Basis des Wandlerprototyps parametrisiert. Die resultierenden Ansteuerparameter der Optimierung α , β und δ werden in einer arbeitspunktabhängigen Lookup-Tabelle im Mikrocontroller hinterlegt. Im Betrieb wird auf Grundlage der Messsensorik der aktuelle Betriebspunkt des Wandlers ermittelt. Die Ansteuerung mit den optimierten Parametern erfolgt daraufhin automatisiert.

Der Wandlerprototyp kann mit dieser Ansteuerung im gesamten Betriebsbereich betrieben werden. Primärseitig wird für alle Arbeitspunkte weiches Einschalten (ZVS) erreicht. Beispielhaft sind in Abb. 8.7 die Transformatorspannungen und der sekundärseitige Transformatorstrom bei voller Ausgangsleistung mit $U_{s,DC} = 15\text{ V}$ und $|I_{s,DC}| = 100\text{ A}$ dargestellt. Die Abbildung vergleicht die Verläufe bei einer Variation der primärseitigen Eingangsspannung $U_{p,DC}$ von 250 V bis 450 V. Bei steigender Eingangsspannung $U_{p,DC}$ wird durch die optimierte 3-Level-Modulation insbesondere die primärseitige Pulsbreite α verkleinert. Die Angleichung der primär- und sekundärseitigen Spannungszeitflächen reduziert die Blindströme im Transformator. Der Verlauf des primärseitigen Transformatorstroms folgt näherungsweise dem sekundärseitigen Transformatorstrom mit negativem Vorzeichen. Durch den Magnetisierungsstrom ergibt sich primärseitig allerdings eine Abweichung von bis zu 2,5 A im Schaltstrom, die zum weichen Einschalten der primärseitigen Schalter beiträgt.

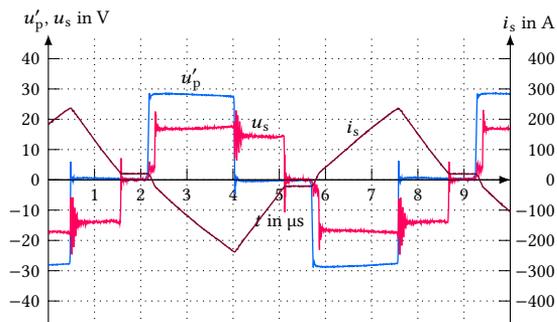
Die Spannungs- und Stromverläufe zeigen außerdem einige Nichtidealitäten des Wandleraufbaus, die exemplarisch für $U_{p,DC} = 350\text{ V}$ in Abb. 8.7(b) betrachtet werden sollen. Zu den Schaltzeitpunkten treten insbesondere sekundärseitig deutliche Überspannungen auf. Aufgrund der geringen sekundärseitigen Schaltknotenkapazitäten führt das Abschalten hoher Schaltströme zu einem steilen Spannungsanstieg und in der Folge einem Überschwingen (vgl. Kapitel 4). Zu den Schaltzeitpunkten der Primärseite ergeben sich in der sekundärseitige Transformatorspannung Spannungssprünge. Durch die hohen sekundärseitigen Stromsteilheiten im Bereich 200 A/ μs



(a)



(b)



(c)

Abb. 8.7: Transformatorspannung und -strom für $U_{s,DC} = 15\text{ V}$ und $|I_{s,DC}| = 100\text{ A}$ (a) $U_{p,DC} = 250\text{ V}$ (b) $U_{p,DC} = 350\text{ V}$ (c) $U_{p,DC} = 450\text{ V}$

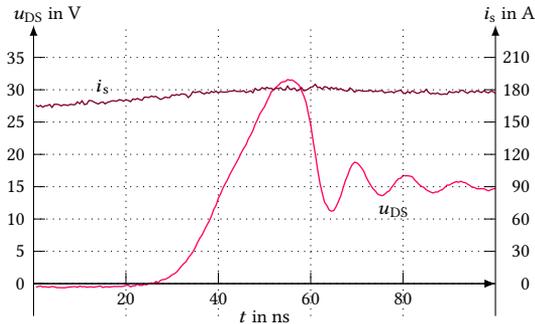
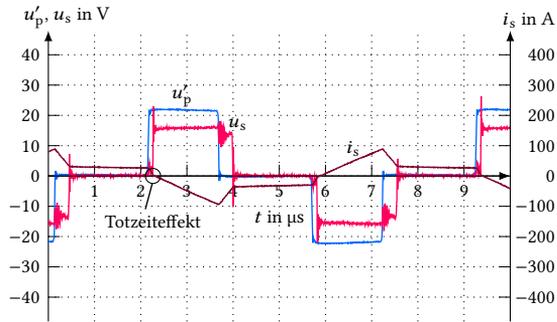


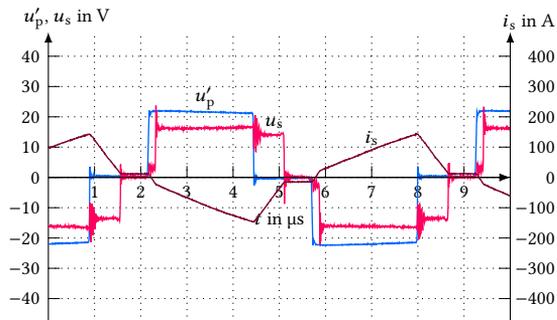
Abb. 8.8: Sekundärseitiger Abschaltvorgang für $U_{p,DC} = 250\text{ V}$, $U_{s,DC} = 15\text{ V}$ und $|I_{s,DC}| = 100\text{ A}$

führen die parasitären Induktivitäten der Transformatoranschlüsse und Schaltzellen zu einem sichtbaren Spannungsabfall. Zusätzlich zeigt sich im Transformatorstrom innerhalb eines Schaltzustands des Wandlers eine Änderung der Steigung. Diese resultiert einerseits aus einer Spannungsänderung an den Zwischenkreiskondensatoren, die auch in der sekundärseitigen Transformatorspannung erkennbar ist (vgl. Kapitel 5). Zum anderen wird insbesondere bei hohen Strömen auch der resistive Effekt der Wicklungen und Schalter sichtbar.

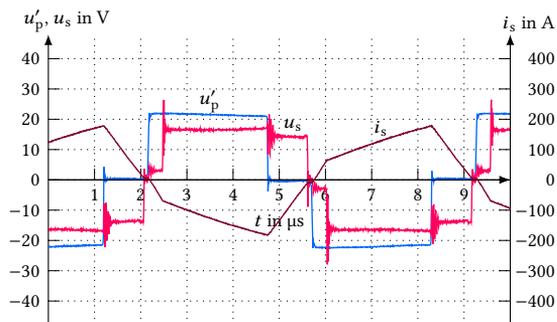
Der Schaltstrom der sekundärseitigen Schaltzellen hängt stark vom Arbeitspunkt ab. Der höchste sekundärseitige Abschaltstrom ergibt sich für $U_{p,DC} = 250\text{ V}$ in Abb. 8.7(a). Die Sekundärseite wird in diesem Arbeitspunkt mit maximaler Pulsbreite β angesteuert, so dass beide sekundärseitigen Schaltzellen gleichzeitig geschaltet werden. Im Schaltzeitpunkt misst die Rogowskispule einen sekundärseitigen Transformatorstrom von 180 A. Vergleichsmessungen mit dem Ausgangsstrom zeigen für den hochintegrierten Messaufbau aus Abb. 8.5 jedoch eine systematische Überschätzung des Transformatorstroms durch die Rogowskispule um etwa 7,5%. Der korrigierte sekundärseitige Abschaltstrom von 168 A liegt allerdings weiterhin deutlich über dem in der Auslegung erwarteten maximalen Abschaltstrom von 132 A. Diese Abweichung ergibt sich überwiegend aufgrund der resistiven Änderung der Transformatorstromform, welche in der idealisierten Auslegung nicht berücksichtigt wurde. Die veränderte Stromform führt zu leicht erhöhten Leitverlusten, deutlich erhöhten Schaltverlusten und einer höheren Überspannung im Abschaltmoment. Die Verluste werden in den folgenden Abschnitten näher betrachtet. Zur Bewertung der Überspannung wird in Abb. 8.8 der Abschaltvorgang eines einzelnen Transistors gezeigt, da in der differentiellen Messung die Schaltvorgänge beider Schaltzellen



(a)



(b)



(c)

Abb. 8.9: Transformatorspannung und -strom für $U_{p,DC} = 350 \text{ V}$ und $U_{s,DC} = 15 \text{ V}$ (a) $|I_{s,DC}| = 20 \text{ A}$ (b) $|I_{s,DC}| = 60 \text{ A}$ (c) $|I_{s,DC}| = 100 \text{ A}$

überlagert werden. Mit $\hat{u}_{DS} = 31,6\text{ V}$ liegt die Überspannung deutlich unterhalb der Durchbruchspannung des Transistors von $U_{Br} = 40\text{ V}$.

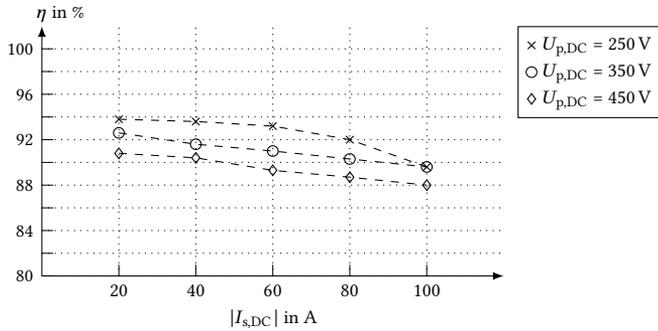
In Abb. 8.9 ist eine Leistungsvariation des Wandlers exemplarisch für $U_{p,DC} = 350\text{ V}$ und $U_{s,DC} = 15\text{ V}$ gezeigt. Der sekundärseitige Eingangsstrom $|I_{s,DC}|$ wird dafür von 20 A bis 100 A eingestellt. Zur Minimierung der Blindströme werden für kleine Leistungen die Pulsbreiten beider Vollbrücken α und β reduziert. Im Freilauf zwischen positiver und negativer Halbwelle soll ein geringer Strom fließen, der allerdings noch das weiche Einschalten (ZVS) der Primärseite ermöglicht. Für $|I_{s,DC}| = 60\text{ A}$ und $|I_{s,DC}| = 100\text{ A}$ gelingt diese Einstellung exakt. Für $|I_{s,DC}| = 20\text{ A}$ in Abb. 8.9(a) ergibt sich jedoch ein leicht erhöhter Strom im Freilaufzustand. Eine sekundärseitige Halbbrücke schaltet hier in der Nähe des Stromnulldurchgangs hart ein. Der entstehende Totzeiteffekt durch das verspätete Schalten am Ende der Totzeit ($t_{tot} = 150\text{ ns}$) sollte in diesem Fall in der Ansteuerung nicht vollständig kompensiert werden, da bereits kleine Änderungen der Wandlerparameter zu einer parasitären Schaltzeitpunktverschiebung führen können (vgl. Kapitel 7). Durch einen Verzicht auf die Totzeitkompensation in der Nähe des Stromnulldurchgangs ist das weiche Einschalten der Primärseite gewährleistet, während der Effektivwert des Transformatorstroms für diesen Betriebspunkt leicht erhöht ist.

8.3 Effizienzanalyse

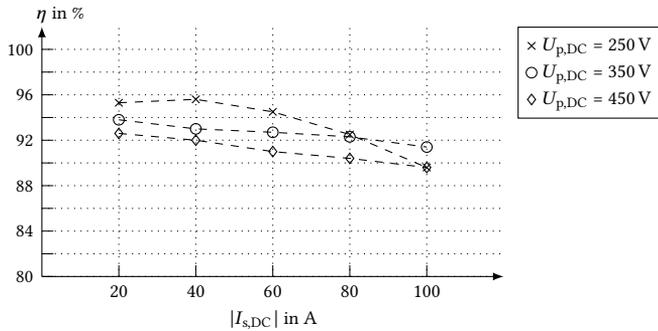
Die Optimierung des DAB-Wandlers hinsichtlich des Bauraums und der Kosten erhöht die Verluste des Wandlers. Im Wandlerprototyp tragen insbesondere die reduzierte Transformatorfläche bei niedriger PCB-Kupferdicke und die sekundärseitigen Schaltzellen mit erhöhten Leit- und Schaltverlusten zum Verlustanstieg bei. In diesem Abschnitt soll daher die Effizienz des Prototyps betrachtet werden.

Der Wirkungsgrad wird in Abb. 8.10 für Eingangsspannungen aus dem gesamten Betriebsbereich dargestellt. Der ermittelte Wirkungsgrad η liegt im Betriebsbereich zwischen $88,0\%$ und $96,7\%$. In Abb. 8.10(a) beträgt die sekundärseitige Eingangsspannung $U_{s,DC} = 10\text{ V}$. Dieser Arbeitspunkt stellt im Fahrzeug einen Notbetrieb bei tiefentladener Bordnetzbatteie dar, für den die Effizienz typischerweise vernachlässigt werden kann. Im Folgenden soll daher insbesondere der Normalbetrieb für eine sekundärseitige Eingangsspannung $U_{s,DC}$ von $12,5\text{ V}$ bis 15 V in Abb. 8.10(b) und Abb. 8.10(c) betrachtet werden.

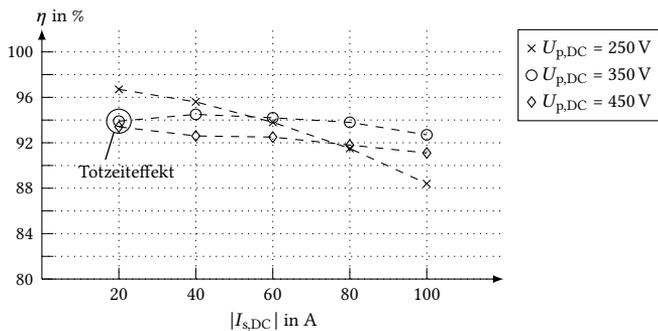
In der Tendenz nimmt die Effizienz mit steigendem sekundärseitigem Eingangsstrom $|I_{s,DC}|$ ab. Durch die bauraum- und kostenoptimierte Auslegung dominieren die



(a)



(b)



(c)

Abb. 8.10: Wirkungsgrad des DAB-Wandlerprototyps im Betriebsbereich für $T_{\text{kuehl}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ (a) $U_{s,DC} = 10\text{ V}$ (b) $U_{s,DC} = 12,5\text{ V}$ (c) $U_{s,DC} = 15\text{ V}$

Leitverluste, die mit wachsendem Eingangsstrom $|I_{s,DC}|$ stark ansteigen. Ein besonders starker Abfall der Effizienz wird in Abb. 8.10(c) bei einer niedrigen primärseitigen Eingangsspannung von $U_{p,DC} = 250 \text{ V}$ beobachtet. In diesem Arbeitspunkt entstehen neben erhöhten Leitverlusten auch signifikante Schaltverluste der sekundärseitigen Schaltzellen. Durch die erhöhten Schaltströme im Vergleich zur idealisierten Auslegung (vgl. Abb. 8.7(a)) wird dieser Effekt zusätzlich verstärkt.

Überwiegend werden Bordnetzwanlder jedoch in Teillast betrieben [11], [123]. Durch das weiche Einschalten (ZVS) der primärseitigen Schalter wird in Teillast ($20 \text{ A} \leq |I_{s,DC}| \leq 40 \text{ A}$) ein Wirkungsgrad von mindestens $\eta \geq 92,0\%$ erreicht. Die Verluste werden auch hier von den Leitverlusten dominiert. Aufgrund der asymmetrischen Transformatorauslegung steigen für hohe Eingangsspannungen $U_{p,DC}$ die Blindströme im Transformator, so dass die Wandlereffizienz sinkt. Eine Auffälligkeit ergibt sich bei dem Arbeitspunkt $U_{p,DC} = 350 \text{ V}$, $U_{s,DC} = 15 \text{ V}$ und $|I_{s,DC}| = 20 \text{ A}$, der bereits in Abb. 8.9(a) untersucht wurde. Dort zeigt sich eine leichte Effizienzreduktion im Vergleich zu den umgebenden Arbeitspunkten. Die Reduktion folgt direkt aus dem erhöhten Freilaufstrom aufgrund des Totzeiteffekts in diesem Arbeitspunkt. Ähnliche, moderate Effizienzreduktionen ergeben sich auch für weitere Teillastarbeitspunkte mit Totzeiteffekten.

8.4 Thermische Verifikation

Die Leistungsfähigkeit des Wandlers ist typischerweise durch die maximal zulässige Temperatur der Komponenten limitiert. Zur Verifizierung der Wandlerauslegung soll in diesem Abschnitt daher das thermische Verhalten des Prototyps analysiert werden. Zum Abgleich mit den vorherigen Ergebnissen und zwecks besserer optischer Vergleichbarkeit werden in diesem Abschnitt die thermischen Messungen bei einer Kühlwassertemperatur von $T_{\text{kuehl}} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ durchgeführt. Ergänzend werden in Anhang A.13 die thermischen Messungen bei maximaler Ausgangsleistung für die maximale Kühlwassertemperatur von $T_{\text{kuehl}} = 65 \text{ }^\circ\text{C}$ gezeigt.

In Abb. 8.11 sind Thermografien des Transformators und der Transistoren bei voller Ausgangsleistung mit $U_{s,DC} = 15 \text{ V}$ und $|I_{s,DC}| = 100 \text{ A}$ dargestellt. Die thermische Belastung der Komponenten wird qualitativ für eine Variation der primärseitigen Eingangsspannung $U_{p,DC}$ von 250 V bis 450 V verglichen. Die sekundärseitigen Transistoren erreichen bei geringer primärseitiger Eingangsspannung von $U_{p,DC} = 250 \text{ V}$ in Abb. 8.11(a) aufgrund hoher Schaltverluste die höchsten Temperaturen. Die Temperatur des Transformators sollte differenziert für die Primärseite und die Sekundärseite

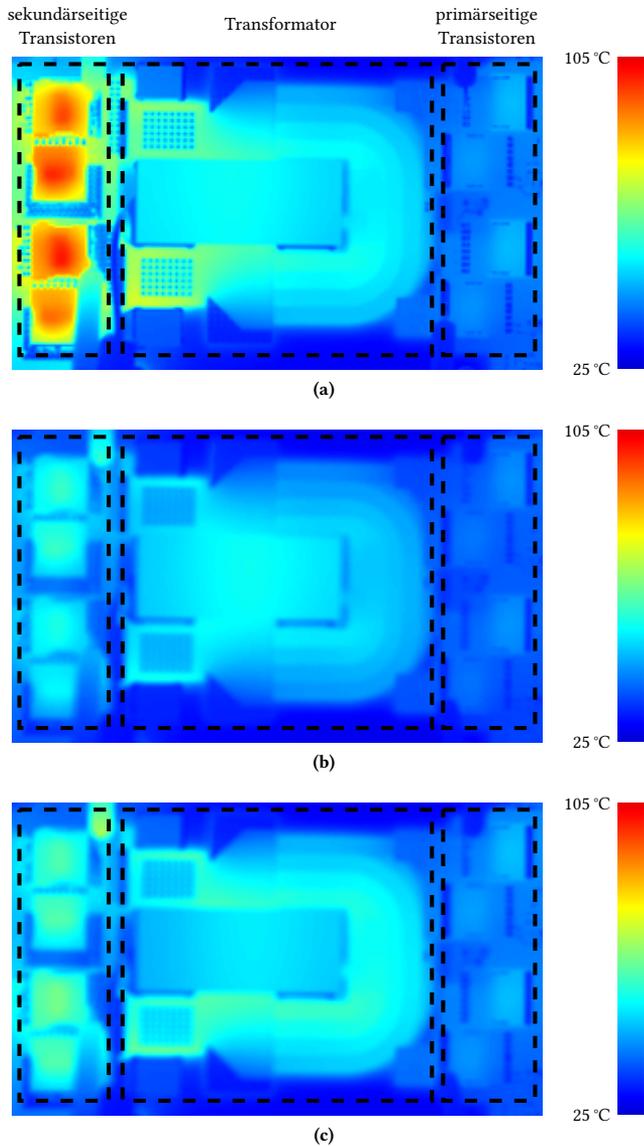


Abb. 8.11: Thermografie der zentralen Wandlerkomponenten für $U_{s,DC} = 15\text{ V}$, $|I_{s,DC}| = 100\text{ A}$ und $T_{kuehl} = 25\text{ °C}$ (a) $U_{p,DC} = 250\text{ V}$ (b) $U_{p,DC} = 350\text{ V}$ (c) $U_{p,DC} = 450\text{ V}$

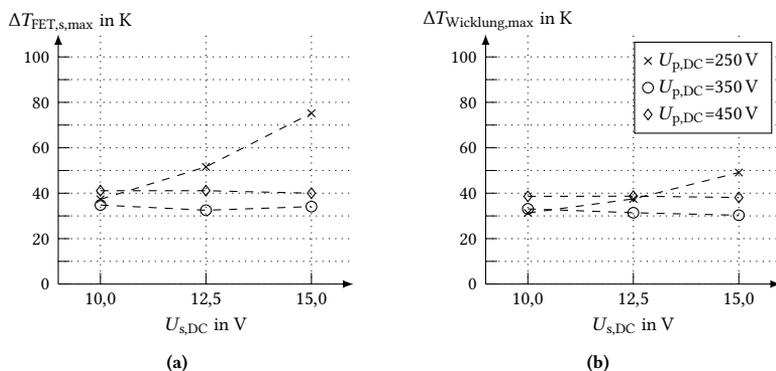


Abb. 8.12: Temperaturanstieg in Abhängigkeit von den Eingangsspannungen ($|I_{s,DC}| = 100$ A, $T_{kuehl} = 25$ °C) (a) sekundärseitige Transistortemperatur (b) sichtbare Wicklungstemperatur

betrachtet werden. Die Primärseite der Transformatorwicklung wird in Abb. 8.11(a) und Abb. 8.11(c) durch eine ähnliche Strombelastung vergleichbar warm. Durch eine thermische Querkopplung der Transistoren zum leiterplattenintegrierten Transformator wird die Transformatorwicklung sekundärseitig jedoch miterwärmt. Daher ergibt sich auch hier in Abb. 8.11(a) für $U_{p,DC} = 250$ V eine deutliche sekundärseitige Temperaturerhöhung der Transformatorwicklung. Die primärseitigen Transistoren weisen durch weiches Einschalten (ZVS) und geringe Leitverluste in allen Arbeitspunkten niedrige Temperaturen auf. Der Fokus der thermischen Betrachtung wird daher im Folgenden auf die sekundärseitigen Transistoren und die Transformatorwicklung gelegt.

Der Temperaturanstieg der sekundärseitigen Transistoren und der Transformatorwicklung ist in Abb. 8.12 für den maximalen sekundärseitigen Eingangsstrom von $|I_{s,DC}| = 100$ A für verschiedene Eingangsspannungen dargestellt. Der Anstieg der Transistortemperatur beträgt für primärseitige Eingangsspannungen $U_{p,DC}$ von 350 V bis 450 V weniger als $\Delta T_{FET,s,max} \leq 41,1$ K, da nur geringe sekundärseitige Schaltströme auftreten. Im kritischen Arbeitspunkt mit $U_{p,DC} = 250$ V und $U_{s,DC} = 15$ V ergibt sich für die sekundärseitigen Transistoren ein maximaler Temperaturanstieg von $\Delta T_{FET,s,max} = 75,2$ K. Auf Grundlage der Auslegung wurde für diesen Arbeitspunkt ein Temperaturanstieg von $\Delta T_{FET,s,max} = 60,3$ K erwartet. Die Abweichung des gemessenen Temperaturanstiegs beträgt damit 24,7 %. Die Abweichung resultiert im Wesentlichen aus den erhöhten Schaltverlusten durch die nicht-ideale

Tab. 8.9: Thermische Grenzen der kritischen Komponenten ($T_{\text{kuehl}} = 65^\circ\text{C}$)

	primärseitiger Transistor	sekundärseitiger Transistor	Transformator- wicklung
T_{max}	150 °C	175 °C	140 °C
ΔT_{max}	85 K	110 K	75 K

Transformatorstromform. Weiterhin wurde die thermische Querkopplung zwischen Transformator und Transistoren in der Auslegung nicht berücksichtigt. Für den Temperaturanstieg der Transformatorwicklung ergibt sich ein vergleichbarer Verlauf. Für primärseitige Eingangsspannungen $U_{\text{p,DC}}$ von 350 V bis 450 V liegt der Temperaturanstieg unterhalb von $\Delta T_{\text{Wicklung,max}} \leq 38,7\text{K}$. Durch die thermische Querkopplung der sekundärseitigen Transistoren zum Transformator ergibt sich für den Arbeitspunkt mit $U_{\text{p,DC}} = 250\text{V}$ und $U_{\text{s,DC}} = 15\text{V}$ ein Anstieg der Wicklungstemperatur auf $\Delta T_{\text{Wicklung,max}} = 49,1\text{K}$.

Bei einer Kühlwassertemperatur von $T_{\text{kuehl}} = 65^\circ\text{C}$ erhöht sich der Temperaturanstieg für die sekundärseitigen Transistoren und die Transformatorwicklung im kritischen Arbeitspunkt auf $\Delta T_{\text{FET,s,max}} = 106,1\text{K}$ und $\Delta T_{\text{Wicklung,max}} = 65,9\text{K}$ (vgl. Anhang A.13). Durch Reserven in der Auslegung können die thermischen Grenzen der Wandlerkomponenten aus Tab. 8.9 trotz erhöhter Schaltverluste eingehalten werden.

Zusammenfassung

Zur Verifikation der Optimierungskonzepte wird ein leiterplattenintegrierter DAB-Bordnetzwandler aufgebaut. Im Vergleich zu den bisherigen DAB-Wandlerprototypen aus Kapitel 2 wird durch eine Entlastung der sekundärseitigen Hochstromschaltzellen und einen leiterplattenintegrierten Transformator ein kompakter, kostenoptimierter Aufbau erreicht. Der Abgleich mit der idealisierten Wandlerauslegung aus Kapitel 6 zeigt im Betrieb leicht erhöhte Schaltströme und Verluste für die Hochstromschaltzellen. Der parasitäre Wicklungswiderstand des bauraumoptimierten Transformators hat einen signifikanten Einfluss auf den Stromverlauf des Wandlers. Die thermischen Grenzen der Wandlerkomponenten werden innerhalb des Betriebsbereichs dennoch knapp eingehalten. Der Wirkungsgrad η des DAB-Bordnetzwandlers beträgt zwischen 88,0 % und 96,7 %, wobei durch das weiche Einschalten der Primärseite das Effizienzoptimum in Teillast erreicht wird.

9 Zusammenfassung und Ausblick

Zusammenfassung

Für die industrielle Serienfertigung von Bordnetzwandlern sind die Kosten, der Bauraum und die automatisierbare Herstellbarkeit des Wandlers zentrale Auswahlkriterien. Der Dual-Active-Bridge-DC-DC-Wandler verspricht aufgrund seiner einfachen Struktur mit nur einer magnetischen Komponente und seiner inhärenten Bidirektionalität Einsparpotentiale bei der Realisierung. Im Vergleich zum industriellen Stand der Technik werden der Transformator und die ausgangsseitigen Hochstromschaltzellen allerdings stärker belastet. Bisherige Analysen des DAB-Bordnetzwandlers erfolgten diesbezüglich unter idealisierten Randbedingungen. Durch einen hohen Hardwareinsatz wurden die bordnetzwandlerspezifischen Herausforderungen stark abgeschwächt. In dieser Arbeit werden die Auslegungskonflikte und Betriebsstrategien des DAB-Bordnetzwandlers nun unter anwendungsnahen Randbedingungen betrachtet. Die Aufbau- und Verbindungstechnik (AVT) des Wandlers wird dazu von der AVT konventioneller, seriengefertigter Bordnetzwandlern abgeleitet.

Der planare, leiterplattenintegrierte Transformator bedarf im DAB-Bordnetzwanler einer höheren Stromtragfähigkeit und Streuinduktivität. Durch den gezielten Einsatz von thermischen Vias und Kupferplättchen kann die Entwärmung des Transformators um bis zu 41,8 % verbessert werden. Die Streuinduktivität des planaren Transformators wird durch das Einfügen eines magnetischen Streupfades erhöht. Durch eine optimierte Integration des Streupfades in den Transformator können die Stromtragfähigkeit und die parasitären Eigenschaften im Vergleich zu einer konventionellen Realisierung mit externer Drossel um etwa 10 % verbessert werden. Die ausgangsseitigen Hochstromschaltzellen werden im DAB-Bordnetzwanler zusätzlich zu ihren Leitverlusten durch hohe Abschaltverluste belastet. Die Abschaltverluste der Schaltzelle hängen bei hohen Abschaltströmen hauptsächlich von der Schleifeninduktivität der Schaltzelle ab. Durch eine Optimierung des Schaltzellendesigns wird

bei vergleichbarer Entwärmung eine Reduktion der Schaltzelleninduktivität um mehr als 25 % erzielt.

Zusätzlich sollen die Hochstromschaltzellen durch eine optimierte Auslegung der Transformatorparameter entlastet werden, um einen einfachen Wandleraufbau zu erreichen. Für ein präzises Wandlermodell wird die Analyse des DAB-Wandlers zunächst um die Auswirkungen von nicht-idealen EMV-Filtern und DC-Transformatorströmen erweitert. Darauf aufbauend werden die Auslegungskompromisse des Wandlers abgeleitet. Durch ein asymmetrisches, niedriges Windungszahlverhältnis und eine hohe Streuinduktivität können die Schalt- und Leitverluste der Hochstromschaltzelle reduziert werden. Für eine beispielhafte Schaltzelle wird eine Auslegung abgeleitet, die auf eine Parallelschaltung von Schaltern gänzlich verzichtet. Dadurch wird ein bauraum- und kosteneffizientes Wandlerdesign ermöglicht.

Zur Reduktion der Transformator- und Schaltzellenbelastung wird der DAB-Bordnetzwandler sekundärseitig teilweise hartschaltend betrieben. Bei dem Übergang zwischen hart- und weichschaltendem Betrieb des Wandlers kann sich durch Totzeiteffekte jedoch eine Stagnation in der Stromkennlinie ergeben. Für die 3-Level-Modulation wird eine Abhängigkeit des Stagnationsverhaltens vom Spannungsverhältnis und dem Schaltzeitpunkt identifiziert. Damit die Regelbarkeit des Wandlers im gesamten Betriebsbereich gewährleistet werden kann, wird basierend auf einer Stellgrößenüberlagerung eine neuartige Betriebsstrategie entwickelt. Die Auswirkung des Totzeiteffekts kann damit auf einen breiteren Ausgangsstrombereich verteilt werden, so dass eine Stromstagnation vermieden wird.

Der kostenoptimierte Wandlerprototyp erreicht für den zentralen Leistungsteil bestehend aus Transformator und Schaltzellen bei einem Ausgangsstrom von 100 A eine Leistungsdichte von 10,3 kW/l. Die thermischen Grenzen der Wandlerkomponenten werden innerhalb des gesamten Betriebsbereichs eingehalten. Der Wirkungsgrad η des DAB-Bordnetzwandlers beträgt zwischen 88,0 % und 96,7 %, wobei durch das weiche Einschalten der Primärseite das Effizienzoptimum im relevanten Teillastbetrieb erreicht wird.

Ausblick

In dieser Arbeit werden die einzelnen Optimierungsschritte des Designs und der Auslegung weitestgehend voneinander entkoppelt. Die hohe Komplexität des Gesamtwandlers wird reduziert, so dass ein tieferes Verständnis der einzelnen Designabwägungen entwickelt werden kann. Allerdings werden dadurch auch einige

Wechselwirkungen zwischen den Optimierungsschritten vernachlässigt. Beispielhaft zeigt dies der Einfluss des Transformatorwicklungswiderstands auf die Schaltverluste der Hochstromschaltzelle in Kapitel 8, der erst nach einem vollständigen Design des Transformators bestimmt werden kann. Die entwickelten Modelle sind für eine Berücksichtigung solcher Wechselwirkungen bereits vorbereitet. Durch eine Integration der Modelle in eine Mehrzieloptimierung oder einen iterativen Ansatz können die verbleibenden Potentiale des DAB-Bordnetzwandlers aufgezeigt werden.

Für eine direkte Vergleichbarkeit mit bisherigen DAB-Bordnetzwandlern werden in dieser Arbeit klassische Silizium-Transistoren eingesetzt. Durch einen Einsatz von modernen Transistoren auf Basis von SiC oder GaN können potentiell höhere Schaltfrequenzen und damit eine weitere Miniaturisierung des Wandlers angestrebt werden. Dazu müssen im DAB-Bordnetzwandler jedoch die Konzepte für den Transformator und die Hochstromschaltzelle angepasst werden. Der vorgestellte Transformator mit integriertem Streupfad führt die primär- und sekundärseitigen Ströme teilweise getrennt voneinander. In diesen Bereichen führt eine Erhöhung der Schaltfrequenz direkt zu einer Erhöhung der Wirbelstromverluste. Das Integrationskonzept des Transformators sollte daher für eine Reduktion der Wirbelstromverluste modifiziert werden. Die Hochstromschaltzelle profitiert von einem Technologiewechsel der Transistoren nicht im gleichen Maße wie die primärseitigen Schaltzellen. Die Schaltverluste der Hochstromschaltzelle ergeben sich im Wesentlichen technologieunabhängig durch die Schaltzelleninduktivität und den Schaltstrom. Für eine Reduktion der Schaltverluste sollten daher neuartige Transistorgehäuse zur Minimierung der Schaltzelleninduktivität oder bauraumoptimierte, robuste Varianten der Parallelschaltung entwickelt werden.

Ein weiterer Forschungsansatz ergibt sich aus der systemischen Betrachtung des Bordnetzwandlers. Der Bordnetzwandler wird überwiegend in Teillast betrieben und für diesen Betrieb optimiert. Die Bauraum- und Kosteneffizienz konventioneller Bordnetzwandler erfordert Einschränkungen bei der Volllasteffizienz, so dass im Volllastbetrieb hohe Verlustleistungen auftreten. Zur Entwärmung werden die Wandler daher entweder wassergekühlt oder mit hohem Volumenstrom luftgekühlt. Da eine Systemänderung nicht absehbar ist, werden diese Randbedingungen auch in dieser Arbeit berücksichtigt. Für Bordnetzwandler mit extrem hohen Effizienzen wäre jedoch in der Umgebung gekühlter Komponenten wie der Traktionsbatterie auch ein Verzicht auf eine explizite Kühlung denkbar. Bei weiter fallenden Elektronikkosten könnte dies in Zukunft neben der Integrationskomplexität auch die Systemkosten reduzieren.

A Anhang

A.1 Erhöhung der Längsinduktivität mittels primärseitiger Spule

Abschnitt 3.2 untersucht verschiedene sekundärseitige Spulengeometrien zur Erhöhung der Längsinduktivität des Transformators. Vergleichend soll hier eine Realisierung der externen Spule auf der Primärseite des Transformators betrachtet werden. Aufgrund der primärseitigen Isolationsanforderungen wird die Wicklung analog zur primärseitigen Transformatorwicklung ausschließlich auf den beiden Innenlagen der Leiterplatte platziert. Die Stromdichteverteilung für $N_e = N_p = 30$ ist in Abb. A.1(b) dargestellt. Durch die serielle Verschaltung der Windungen verteilt sich der Strom gleichmäßig auf beide Lagen und es wird eine hohe Ausnutzung des Kupferquerschnitts erreicht. Durch die Isolationsabstände zwischen den Windungen

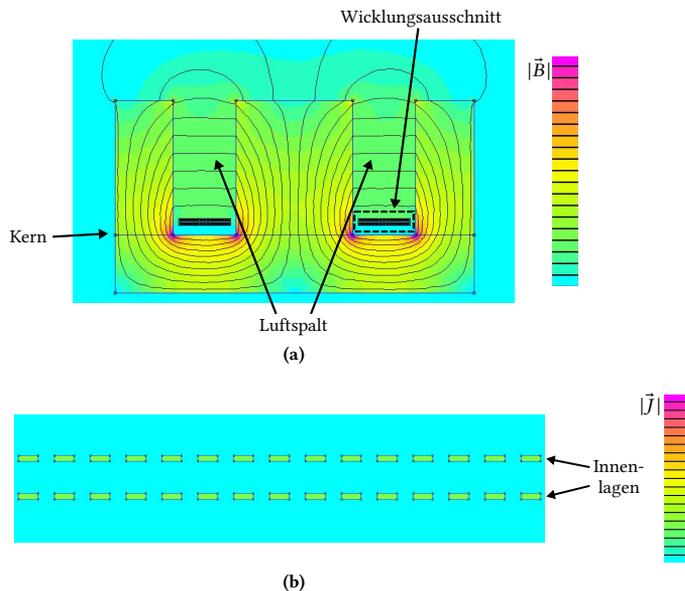


Abb. A.1: Querschnitt der Spulenkerngeometrie mit individuellem E-Kern (primärseitige Spule) (a) Flussdichteverteilung (b) Stromdichteverteilung in der Wicklung

und die Beschränkung auf zwei Kupferlagen ist der Kupferquerschnitt jedoch stark reduziert. Der Wicklungswiderstand steigt gegenüber der sekundärseitigen Realisierung um 34,8 % auf $R_e = 0,93 \Omega$. Damit der Wicklungswiderstand unter den Wert der sekundärseitigen Spule fällt, muss mindestens eine weitere Kupferlage in den Lagenaufbau der Leiterplatte eingefügt werden. Zusätzlich weist die primärseitige Spule, wie in Kapitel 3 gezeigt, erhebliche Nachteile in der Entwärmung auf. Daher sollte eine primärseitige Spule bevorzugt in effizienzoptimierten Anwendungen mit hoher Kupferlagenanzahl realisiert werden.

A.2 Transformator-konzeptvergleich bei Variation von Designparametern

Abschnitt 3.2 vergleicht zwei Transformator-konzepte mit externer Spule beziehungsweise integrierten Streuflussschenkeln. Die thermischen und parasitären elektrischen Eigenschaften der beiden Konzepte werden dabei in Abhängigkeit von der PCB-Fläche ermittelt. In diesem Abschnitt sollen auch die Abhängigkeiten von den weiteren Designparametern Kupferlagendicke, Trägermaterialdicke und TIM-Schichtdicke untersucht werden.

Die Abhängigkeit der parasitären Eigenschaften von der Kupferlagendicke ist in Abb. A.2 dargestellt. Für die Wicklungstemperatur wird eine sehr starke Abhängigkeit von der Kupferdicke beobachtet. Durch eine Erhöhung der Kupferlagendicke werden

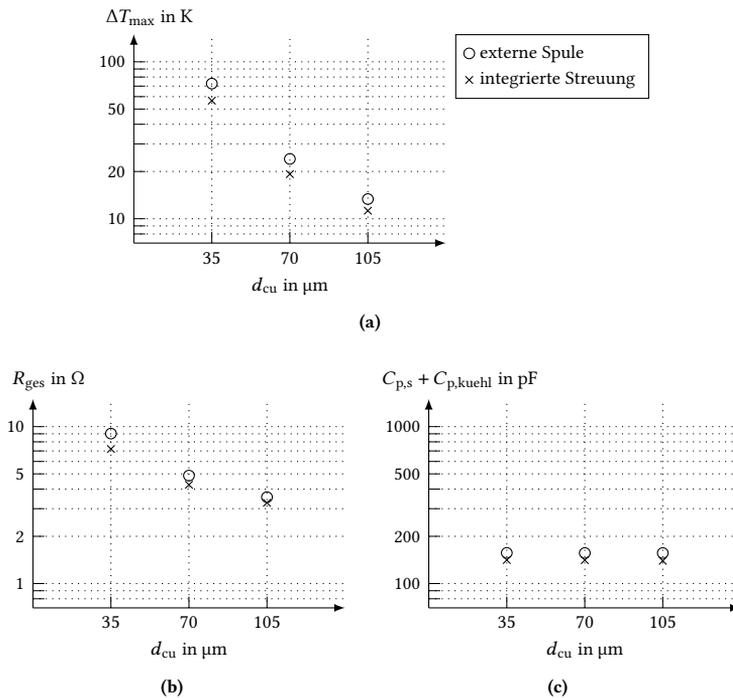


Abb. A.2: Abhängigkeit der thermischen und elektrischen Transformator-eigenschaften von der Kupferdicke der PCB-Lagen (a) Temperaturanstieg (b) AC-Wicklungswiderstand (c) Koppelkapazität

sowohl die Verluste in der Wicklung verringert als auch die laterale thermische Leitfähigkeit verbessert. Der Wicklungswiderstand profitiert hingegen ausschließlich von der Reduktion der Wicklungsverluste. Die Transformator-konzepte nähern sich mit steigender Kupferlagendicke an, da sich bei integrierter Streuung ein zusätzlicher, gleichbleibender Kühlkörperverlust zur Kompensation ungeschirmter Transformatorströme ergibt. Die Koppelkapazität der beiden Transformator-konzepte ist weitgehend unabhängig von der Kupferdicke.

In Abb. A.3 werden die parasitären Eigenschaften für eine Variation der Dicke des PCB-Trägermaterials (Prepreg) gezeigt. Durch eine Reduktion der Prepreg-Dicke wird die vertikale Entwärmung der Leiterplatte verbessert. Allerdings verringert sich die Wicklungstemperatur bei Halbierung der Prepreg-Dicke nur um durchschnittlich 23,0 %, da die laterale Entwärmung unverändert bleibt. Der Wicklungswiderstand

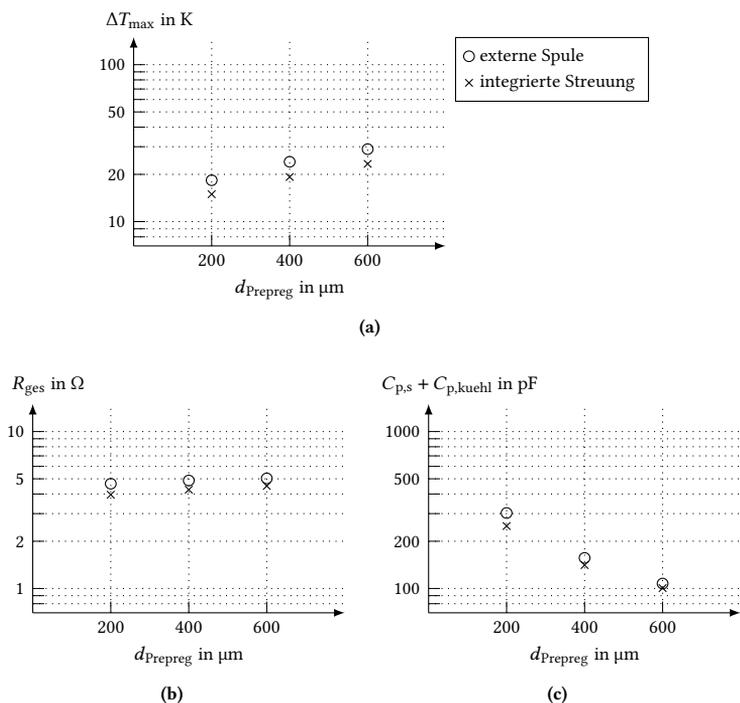


Abb. A.3: Abhängigkeit der thermischen und elektrischen Transformatoreigenschaften von der Dicke des PCB-Trägermaterials (Prepreg) (a) Temperaturanstieg (b) AC-Wicklungswiderstand (c) Koppelkapazität

wird nur geringfügig durch eine Veränderung von Wirbelstromeffekten beeinflusst. Für die Koppelkapazität wird hingegen ein starker Effekt beobachtet. Da die Kapazität direkt von dem Abstand zwischen den Wicklungen abhängt, verhält sie sich näherungsweise antiproportional zur Prepreg-Dicke.

Abschließend wird in Abb. A.4 der Einfluss der TIM-Schichtdicke untersucht. Durch die geringe thermische Leitfähigkeit der Leiterplatte ist der Einfluss der TIM-Schichtdicke auf die Wicklungstemperatur gering. Eine Reduktion der Schichtdicke um 50 % verringert die Temperatur um durchschnittlich 5,1 %. Der Wicklungswiderstand ist fast unabhängig von der TIM-Schichtdicke. Für die Koppelkapazität zeigt sich eine Sensitivität des Transformators mit integrierter Streuung gegenüber der TIM-Schichtdicke, da diese dort den Abstand der ungeschirmten primärseitigen Wicklung vom Kühlkörper einstellt. Durch die zusätzliche Prepreg-Lage von $d_{\text{prepreg}} = 0,4 \text{ mm}$ zwischen Wicklung und Kühlkörper ergibt sich jedoch nur ein geringer Einfluss.

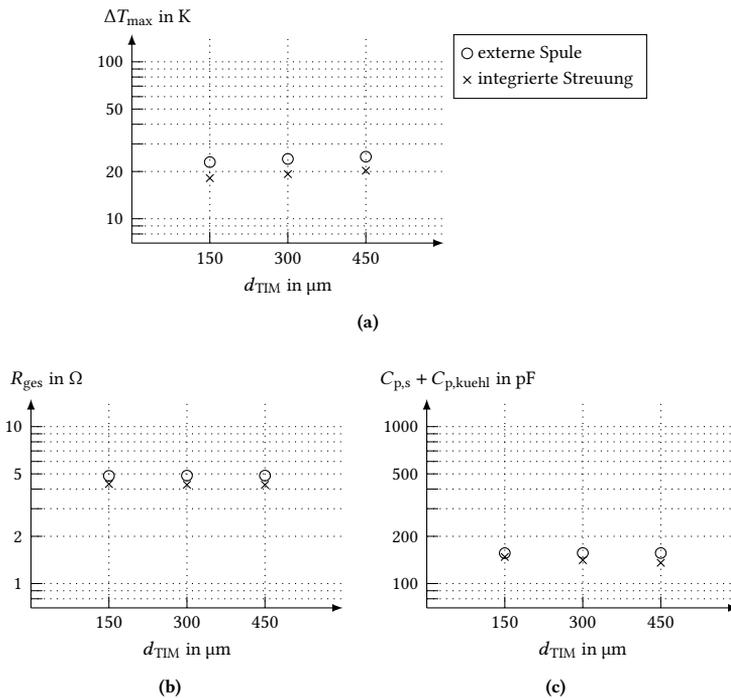


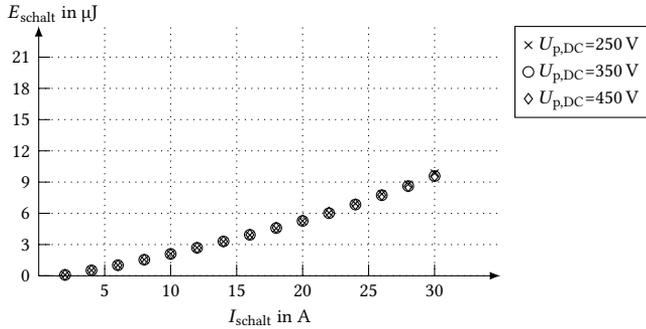
Abb. A.4: Abhängigkeit der thermischen und elektrischen Transformatoreigenschaften von der TIM-Schichtdicke zwischen Leiterplatte und Kühlkörper
(a) Temperaturanstieg **(b)** AC-Wicklungswiderstand **(c)** Koppelkapazität

A.3 Ergänzende Abschaltverlustbetrachtungen

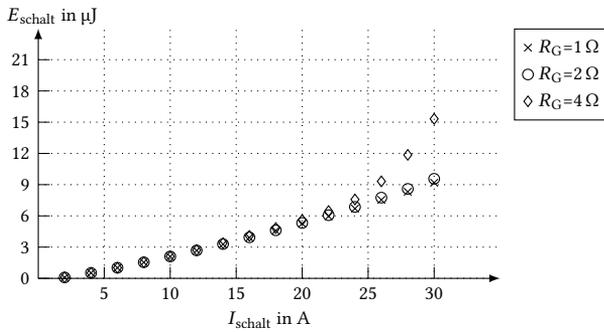
Abschnitt 4.1 ermittelt die Abhängigkeit der primär- und sekundärseitigen Schaltverluste von der Schaltzelleninduktivität im weichschaltenden Betrieb (ZVS). In diesem Abschnitt soll zusätzlich der Einfluss der Eingangsspannung, des Gate-Widerstands und der Chiptemperatur auf die Schaltverlustenergie gezeigt werden.

In Abb. A.5 ist die Schaltverlustenergie für die primärseitigen 600-V-Superjunction-Transistoren („IPT60R080G7“) gezeigt. Die Schaltzelleninduktivität wird für den Vergleich zu $L_{\text{Schaltz}} = 4 \text{ nH}$ und der externe Gate-Widerstand zu $R_G = 2 \Omega$ gewählt. Unter diesen Bedingungen ergibt sich nur ein kurzes parasitäres Wiedereinschalten zu Beginn der Kommutierungsphase (vgl. Kapitel 4). In diesem Moment ist die Transistorspannung u_{DS} noch weitgehend unabhängig von der Eingangsspannung $U_{\text{p,DC}}$. Die Eingangsspannung beeinflusst daher die Schaltverlustenergie in Abb. A.5(a) nur geringfügig. Auch eine weitere Verringerung des Gate-Widerstands in Abb. A.5(b) hat nur einen geringen Einfluss auf die Schaltverlustenergie, da die Abschaltgeschwindigkeit durch die Source-Induktivität L_S limitiert ist. Eine Erhöhung des Gatewiderstands auf $R_G = 4 \Omega$ begrenzt hingegen die Abschaltgeschwindigkeit, so dass die Schaltverlustenergie insbesondere für hohe Abschaltströme ansteigt. Abbildung A.5(c) zeigt eine moderate Abhängigkeit der Schaltverlustenergie von der Chiptemperatur. Die Schwellenspannung V_{th} sinkt mit steigender Chiptemperatur. Dadurch wird das durch die Source-Induktivität bedingte parasitäre Wiedereinschalten verstärkt.

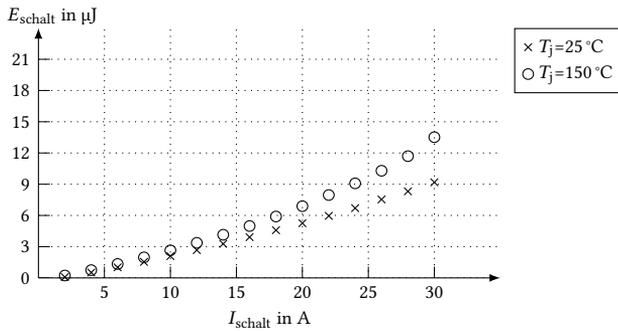
In Abb. A.6 ist die Schaltverlustenergie für die sekundärseitigen 40-V-Trench-Transistoren („IPLU300N04S4-1R1“) gezeigt. Die Schaltzelleninduktivität wird hier zu $L_{\text{Schaltz}} = 2 \text{ nH}$ und der externe Gate-Widerstand zu $R_G = 2 \Omega$ gewählt. Der hohe Abschaltstrom der sekundärseitigen Schaltzelle kommutiert erst nach dem Anstieg der Spannung u_{DS} aus dem abschaltenden Transistor (vgl. Kapitel 4). Die Schaltverlustenergie in Abb. A.6(a) zeigt daher eine moderate Abhängigkeit von der Eingangsspannung $U_{\text{s,DC}}$. Die Geschwindigkeit des Kommutierungsvorgangs kann durch den Gate-Widerstand beeinflusst werden. Abbildung A.6(b) zeigt im Bereich von $R_G = 1 \Omega$ bis $R_G = 4 \Omega$ jedoch ebenfalls nur eine moderate Abhängigkeit der Schaltverlustenergie vom Gate-Widerstand, da die Kommutierungsgeschwindigkeit zusätzlich auch vom internen Gate-Widerstand und der Source-Induktivität begrenzt wird. Die Chiptemperatur zeigt in Abb. A.6(c) keinen signifikanten Einfluss auf die Schaltverlustenergie. Die Temperatur hat im 40-V-Transistor einen leicht verringerten Einfluss auf die Schwellenspannung V_{th} . Außerdem sinkt mit steigender Chiptemperatur die Vorwärtsspannung U_{Diode} der Body-Diode. Für den Integrationszeitraum von 250 ns kompensieren sich diese beiden Verlustmechanismen weitestgehend.



(a)

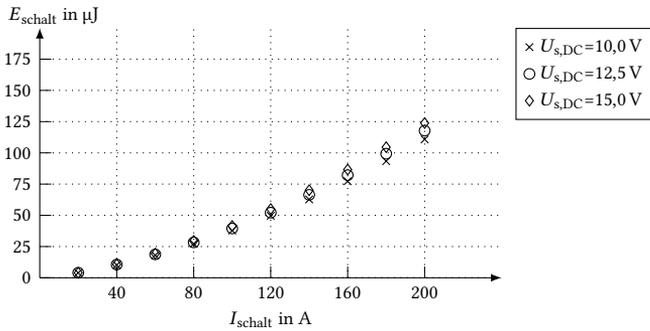


(b)

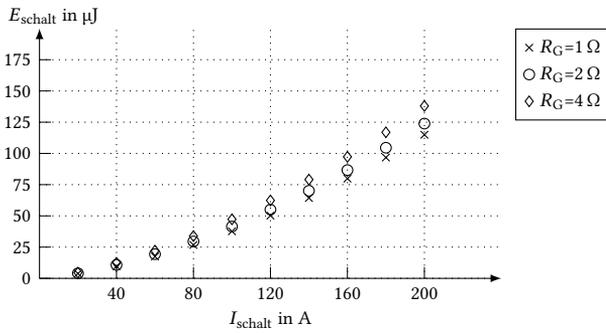


(c)

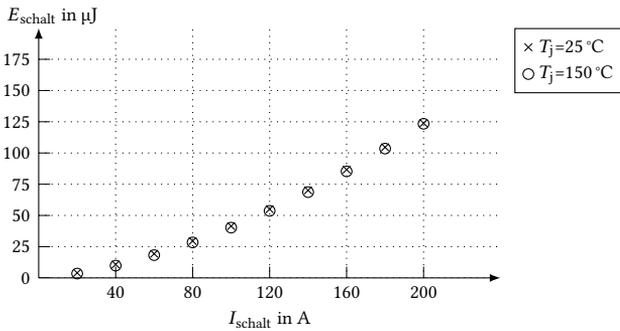
Abb. A.5: Einfluss zusätzlicher Schaltzellenparameter auf die primärseitige Schaltverlustenergie (a) Eingangsspannung (b) externer Gate-Widerstand (c) Chiptemperatur



(a)



(b)



(c)

Abb. A.6: Einfluss zusätzlicher Schaltzellenparameter auf die sekundärseitige Schaltverlustenergie (a) Eingangsspannung (b) externer Gate-Widerstand (c) Chiptemperatur

A.4 PCB-Layouts der Schaltzellendesigns¹

Abschnitt 4.2 untersucht zur Reduktion der Schaltzelleninduktivität verschiedene Transistorgehäuse und optimiert das Schaltzellendesign. Hier werden ergänzend die Layoutdaten der untersuchten vierlagigen TOLL-, LFPAK- und SON-Schaltzellen gezeigt. Für das TOLL- und das LFPAK-Gehäuse werden in Abb. A.7 und Abb. A.8 jeweils ein klassisches und ein optimiertes Schaltzellendesign abgebildet. Das SON-Schaltzellendesign in Abb. A.9 stellt durch die integrierte Halbbrückenstruktur bereits im Ausgangszustand ein optimiertes Design dar.

¹Inhalte dieses Abschnitts wurden im Rahmen eines Konferenzbeitrags veröffentlicht [93]. © IEEE 2020

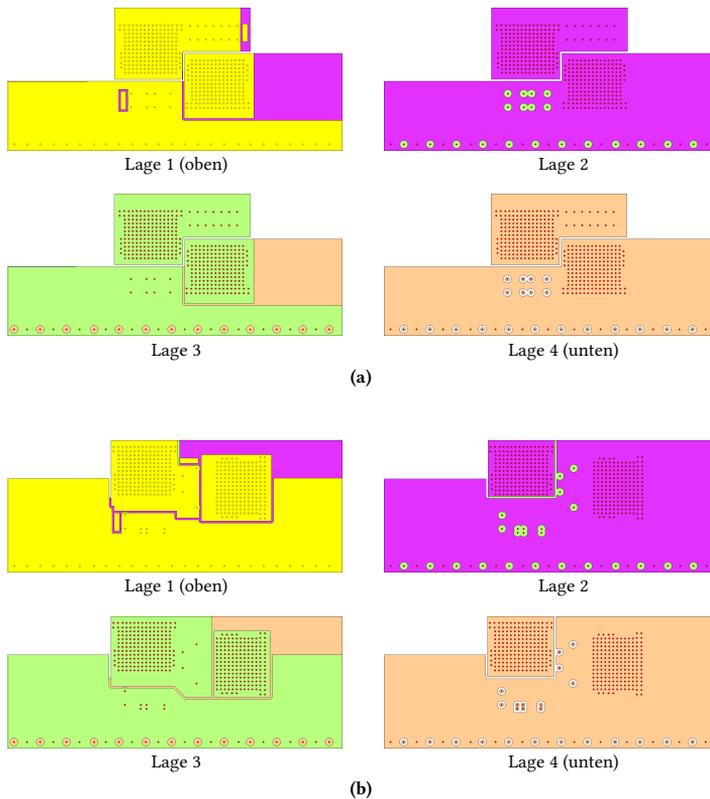


Abb. A.7: Detailliertes PCB-Layout der TOLL-Schaltzellendesigns (a) klassisch (b) optimiert © IEEE 2020

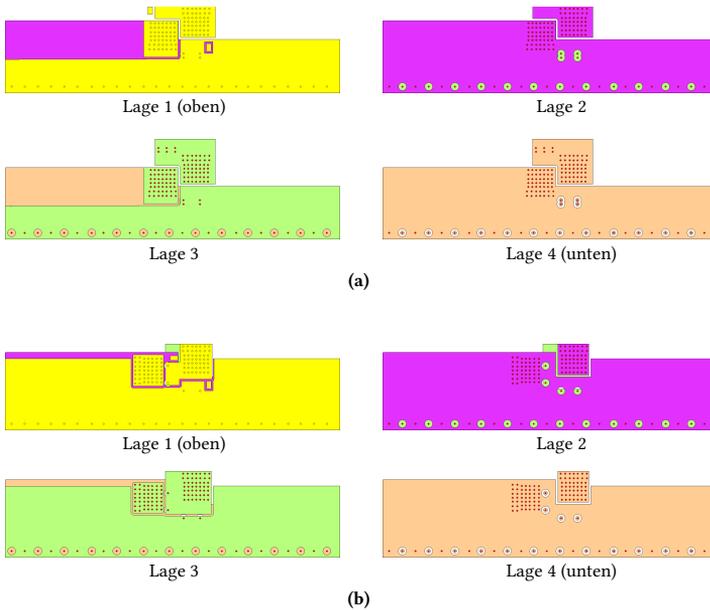


Abb. A.8: Detailliertes PCB-Layout der LFPAC-Schaltzellendesigns (a) klassisch (b) optimiert © IEEE 2020

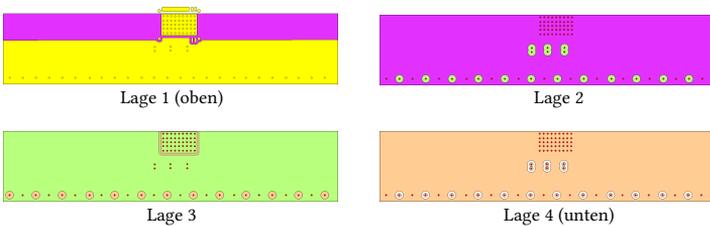


Abb. A.9: Detailliertes PCB-Layout des SON-Schaltzellendesigns © IEEE 2020

A.5 MATLAB-Skript zur Transformatorstromanalyse im Frequenzbereich

```

1 function [power, current_sw_before_dead, current_sw_after_dead, current_rms] = DAB_frequency_analysis(alpha, beta, delta, param)
2 % Frequenzanalyse des DAB-Wandlers (komplexe Fourierkoeffizienten ck, primärseitig bezogen)
3 % Berechnet die Eingangsleistungen, Schaltströme und RMS-Ströme für feste Ansteuerwinkel
4 % primärseitige Pulsbreite: alpha (0 bis pi)
5 % sekundärseitige Pulsbreite: beta (0 bis pi)
6 % Stellgröße: delta (-0,5*pi bis 0,5*pi)
7
8 %% Vektor der betrachteten Harmonischen
9 harmonics = -2:param.number_harmonics:1:2:param.number_harmonics;
10 omega = param.omega_base-harmonics;
11
12 %% Schaltfunktionen (primär- und sekundärseitig) im Frequenzbereich
13 switching_primary_fourier = zeros(1,4:param.number_harmonics+1);
14 switching_secondary_fourier = zeros(1,4:param.number_harmonics+1);
15
16 %nur Koeffizienten bei ungeraden Harmonischen
17 for k = -2:param.number_harmonics+1:2:param.number_harmonics-1
18     switching_primary_fourier(k+2:param.number_harmonics+1) = (exp(1i*k*alpha/2)-exp(-1i*k*alpha/2))/(1i*k*pi);
19     switching_secondary_fourier(k+2:param.number_harmonics+1) = (exp(1i*k*(beta/2-delta))-exp(1i*k*(-beta/2-delta)))/(1i*k*pi);
20 end
21
22 %% ideale Eingangsspannungen
23 V_primary = param.V_primary_dc-switching_primary_fourier;
24 V_secondary = param.a-param.V_secondary_dc-switching_secondary_fourier;
25
26 %% Wicklungswiderstand in Abhängigkeit der Frequenz
27 % erste, dritte und fünfte Harmonische exakt, danach zur Vereinfachung konstant
28 R_sigma_primary = param.R_sigma_primary_5ones(1,4:param.number_harmonics+1);
29 R_sigma_primary(3+(2:param.number_harmonics+1)) = param.R_sigma_primary_3;
30 R_sigma_primary(1+(2:param.number_harmonics+1)) = param.R_sigma_primary_1;
31 R_sigma_primary(1:2:param.number_harmonics) = R_sigma_primary(4-param.number_harmonics+1:-1:2:param.number_harmonics+2);
32
33 R_sigma_secondary = param.R_sigma_secondary_5ones(1,4:param.number_harmonics+1);
34 R_sigma_secondary(3+(2:param.number_harmonics+1)) = param.R_sigma_secondary_3;
35 R_sigma_secondary(1+(2:param.number_harmonics+1)) = param.R_sigma_secondary_1;
36 R_sigma_secondary(1:2:param.number_harmonics) = R_sigma_secondary(4-param.number_harmonics+1:-1:2:param.number_harmonics+2);
37
38 %% Zweitorgleichungen des Transformators
39 Z_Lop = 1i*omega-param.L_sigma_primary+R_sigma_primary;
40 Z_Los = 1i*omega-param.L_sigma_secondary+R_sigma_secondary;
41 Z_Lm = 1i*omega-param.L_m;
42
43 Y_primary_to_primary = (Z_Lop+(Z_Los.^-1+Z_Lm.^-1).^-1).^-1;
44 Y_primary_to_secondary = -Y_primary_to_primary.*Z_Lm.*(Z_Los+Z_Lm).^-1;
45
46 Y_secondary_to_secondary = (Z_Los+(Z_Lop.^-1+Z_Lm.^-1).^-1).^-1;
47 Y_secondary_to_primary = -Y_secondary_to_secondary.*Z_Lm.*(Z_Lop+Z_Lm).^-1;
48
49 %% Analyse der sekundärseitigen Filterkondensatorspannung (optional, für kleine Filterkapazitäten)
50 for t=1:1:param.iterations_filter
51     I_secondary = V_secondary.*Y_secondary_to_secondary + V_primary.*Y_primary_to_secondary;
52     I_secondary_rect = conv(switching_secondary_fourier, I_secondary);
53     I_secondary_rect = I_secondary_rect(2:param.number_harmonics+1:6:param.number_harmonics+1);
54
55     Z_Cdes = (1i*omega-param.C_des).^-1;
56     Z_Ldes = 1i*omega-param.L_des;
57     Z_out_secondary = (Z_Cdes.^-1+Z_Ldes.^-1).^-1;
58
59     V_secondary_Cdc = -I_secondary_rect.*Z_out_secondary;
60     V_secondary_dc = [zeros(1,2:param.number_harmonics) param.a-param.V_secondary_dc zeros(1,2:param.number_harmonics)];
61
62     V_secondary = conv((V_secondary_dc+V_secondary_Cdc),switching_secondary_fourier);
63     V_secondary = V_secondary(2:param.number_harmonics+1:6:param.number_harmonics+1);

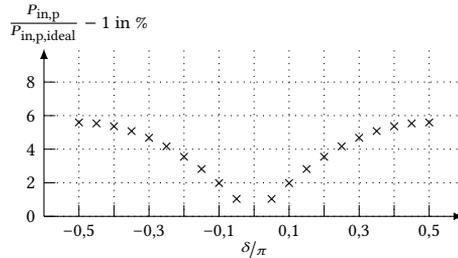
```

A Anhang

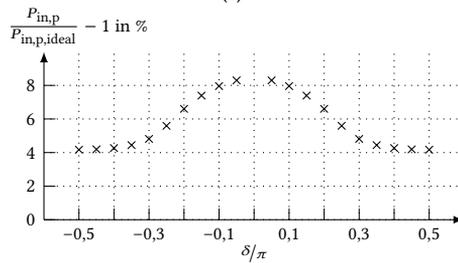
```
64 end
65
66 %% Analyse der Transformator- und Eingangsströme
67 I_primary = V_primary.*Y_primary_to_primary + V_secondary.*Y_secondary_to_primary;
68 I_secondary = V_secondary.*Y_secondary_to_secondary + V_primary.*Y_primary_to_secondary;
69
70 I_primary_rect = conv(switching_primary_fourier, I_primary);
71 I_primary_rect = I_primary_rect(2:param.number_harmonics+1:6:param.number_harmonics+1);
72
73 I_secondary_rect = conv(switching_secondary_fourier, I_secondary);
74 I_secondary_rect = I_secondary_rect(2:param.number_harmonics+1:6:param.number_harmonics+1);
75
76 %% RMS-Strom über spektrale Leistungsdichte
77 current_rms.primary = sqrt(sum(I_primary.*conj(I_primary)));
78 current_rms.secondary = param.a*sqrt(sum(I_secondary.*conj(I_secondary)));
79
80 %% Eingangsleistung über DC-Komponente des Eingangsstroms
81 power.primary = param.V_primary_dc*real(I_primary_rect(2:param.number_harmonics+1));
82 power.secondary = param.V_secondary_dc*param.a*real(I_secondary_rect(2:param.number_harmonics+1));
83
84 %% Schaltzeitpunkte
85 shift_primary_neg = exp(-1i*harmonics*alpha/2);
86 shift_primary_pos = exp(1i*harmonics*alpha/2);
87 shift_secondary_neg = exp(1i*harmonics*(-beta/2+delta));
88 shift_secondary_pos = exp(1i*harmonics*(beta/2+delta));
89 shift_primary_dead = exp(1i*harmonics*param.dead_time_primary_rad);
90 shift_secondary_dead = exp(1i*harmonics*param.dead_time_secondary_rad);
91
92 %% Bestimmung der Schaltströme
93 current_sw_before_dead.hb1 = real(sum(I_primary.*shift_primary_neg));
94 current_sw_before_dead.hb2 = real(sum(I_primary.*shift_primary_pos));
95 current_sw_before_dead.hb3 = param.a*real(sum(I_secondary.*shift_secondary_neg));
96 current_sw_before_dead.hb4 = param.a*real(sum(I_secondary.*shift_secondary_pos));
97
98 current_sw_after_dead.hb1 = real(sum(I_primary.*shift_primary_neg.*shift_primary_dead));
99 current_sw_after_dead.hb2 = real(sum(I_primary.*shift_primary_pos.*shift_primary_dead));
100 current_sw_after_dead.hb3 = param.a*real(sum(I_secondary.*shift_secondary_neg.*shift_secondary_dead));
101 current_sw_after_dead.hb4 = param.a*real(sum(I_secondary.*shift_secondary_pos.*shift_secondary_dead));
102
103 end
```

A.6 Arbeitspunktabhängige EMV-Filter-Rückwirkung

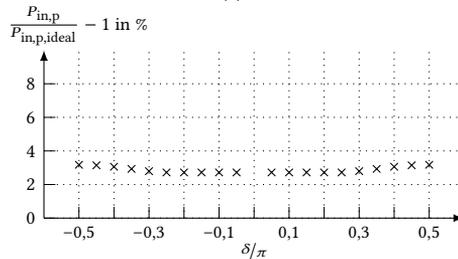
Abschnitt 5.1 untersucht den Einfluss einer verringerten Filterkapazität auf die Leistungsübertragung des DAB-Wandlers. Für die Analyse wird der Arbeitspunkt maximaler Leistung mit den Ansteuerwinkeln $\alpha = \beta = \pi$ und $\delta = \pi/2$ gewählt. In diesem Abschnitt soll die relative Leistungsabweichung zusätzlich für variierende Ansteuerwinkel untersucht werden. Als Grundlage der Analyse dient der symmetrische



(a)



(b)



(c)

Abb. A.10: Rückwirkung des EMV-Filters auf die Leistungsübertragung in Abhängigkeit vom Regelparame δ für eine Zwischenkreis Kapazität von $C_{DC} = 100 \mu\text{F}$ (a) $\alpha = \beta = \pi$ (b) $\alpha = \pi/2, \beta = \pi$ (c) $\alpha = \pi, \beta = \pi/2$

Wandlerbetrieb aus Tab. 5.1. Exemplarisch werden drei verschiedene Kombinationen der Pulsbreiten α und β bei einer sekundärseitigen Filterkapazität von $C_{DC} = 100 \mu\text{F}$ betrachtet. Abbildung A.10 zeigt jeweils die relative Leistungsabweichung in Abhängigkeit von der Stellgröße δ . Unter Vernachlässigung der Verluste verläuft die Leistungsabweichung für positive und negative Stellgrößen δ symmetrisch. Die höchste relative Leistungsabweichung ergibt sich für die Pulsbreiten $\alpha = \pi/2$, $\beta = \pi$ um den Bereich von $\delta = 0$. Aufgrund der geringen Stellgröße δ werden hier nur kleine Leistungen übertragen, so dass der erhöhte relative Fehler nur in moderaten absoluten Leistungsabweichungen resultiert. Die höchste absolute Leistungsabweichung ergibt sich hingegen für den in Kapitel 5 betrachteten Arbeitspunkt mit den Pulsbreiten $\alpha = \beta = \pi$ und der Stellgröße $|\delta| = \pi/2$.

A.7 Optimierte Modulation zur Reduktion von DC-Transformatorströmen¹

Abschnitt 5.2 analysiert die Entstehung von DC-Transformatorströmen für parasitäre Schaltverzögerungen. Auf Basis dieser Analyse wird eine Strategie entwickelt, die durch die Reduktion eines Halbbrückenschaltstroms den DC-Transformatorstrom begrenzt. In diesem Abschnitt soll die prinzipielle Funktionsfähigkeit dieser Strategie experimentell bestätigt werden. Für die Verifikation wird ein bestehender 48-V-DAB-Wandler genutzt, dessen Parameter in Tab. A.1 zusammengefasst sind. Für eine Simulation von parasitären Schaltverzögerungen wird ein sekundärseitiges Schaltsignal softwareseitig um eine feste Verzögerung von $t_d = 35$ ns verschoben.

¹Inhalte dieses Abschnitts wurden im Rahmen eines Konferenzbeitrags veröffentlicht [101]. © IEEE 2019

Tab. A.1: Parameter des 48-V-DAB-Wandlers zur Demonstration von DC-Transformatorströmen (sekundärseitig bezogen) © IEEE 2019

$U'_{p,DC}$	$U_{s,DC}$	f_s	L_h	L_σ	$R_{s,DC}$	C_{oss}
40 V	40 V	40 kHz	9,0 μ H	2,3 μ H	5,0 m Ω	5,2 nF

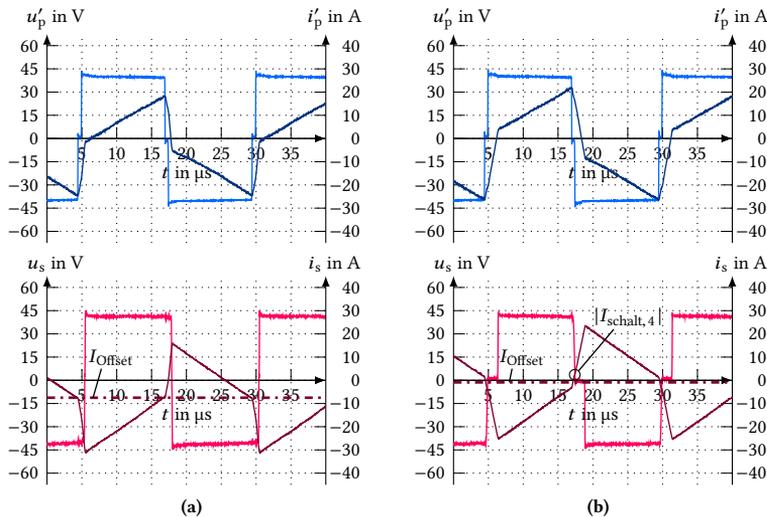


Abb. A.11: Experimentelle Spannungs- und Stromverläufe (a) klassische Modulation ($P_{p,in} = 430$ W) (b) Schaltstromreduktion ($P_{p,in} = 500$ W) © IEEE 2019

Tab. A.2: Vergleich balancierender Flusskomponenten der DC-Transformatorströme © IEEE 2019

	$\Phi_{R,bal}$	$\Phi_{ZVS,bal,3}$	$\Phi_{ZVS,bal,4}$
Klassische Modulationsstrategie	0,98 $\mu\text{V s}$	0,21 $\mu\text{V s}$	0,21 $\mu\text{V s}$
Schaltstromreduktion	0,19 $\mu\text{V s}$	0,04 $\mu\text{V s}$	1,17 $\mu\text{V s}$

Ein exemplarischer Betrieb des Wandlers mit klassischer Modulationsstrategie ist in Abb. A.11(a) abgebildet. Für den sekundärseitigen Transformatorstrom ergibt sich eine signifikante DC-Komponente von $I_{\text{Offset}} = 7,6 \text{ A}$. Im Vergleich prognostiziert die Analyse aus Abschnitt 5.2 numerisch einen DC-Transformatorstrom von $I_{\text{Offset}} = 7,9 \text{ A}$. Zur Reduktion eines Halbbrückenschaltstroms wird in Abb. A.11(b) insbesondere die sekundärseitige Pulsbreite β leicht verringert. Die resultierenden balancierenden Flusskomponenten der beiden Modulationsstrategien werden in Tab. A.2 verglichen. Durch die starke Reduktion des Schaltstroms $|I_{\text{schalt},4}|$ wird die balancierende ZVS-Flusskomponente der Halbbrücke 4 verstärkt. Der DC-Transformatorstrom wird dadurch auf $I_{\text{Offset}} = 0,9 \text{ A}$ reduziert. Die Strategie kann den DC-Transformatorstrom im gesamten Betriebsbereich effektiv begrenzen. Durch die Reduktion der Pulsbreite werden die Effektivwerte der regulären AC-Transformatorströme jedoch leicht erhöht, so dass sich die Strategie insbesondere für hocheffiziente Wandler mit geringen Leitverlusten eignet.

A.8 Maximale Hauptinduktivität zur Vermeidung von Sättigungseffekten

Abschnitt 6.1 untersucht den Einfluss der Hauptinduktivität auf die Transformatorströme. Zur Vermeidung von erhöhten Kernverlusten oder Sättigungseffekten durch DC-Transformatorströme muss die Hauptinduktivität begrenzt werden. In diesem Abschnitt soll eine Abschätzung für die maximal zulässige Hauptinduktivität abgeleitet werden. Die Analyse konzentriert sich insbesondere auf sekundärseitige DC-Transformatorströme. Durch hartes Einschalten der sekundärseitigen Transistoren können hier die balancierenden ZVS-Flusskomponenten komplett entfallen. Zunächst soll für diesen Extremfall harten Einschaltens der maximale sekundärseitige DC-Transformatorstrom ermittelt werden. Nach Abschnitt 5.2 ergibt sich der DC-Transformatorstrom für eine parasitäre Verzögerung t_d bei rein resistiver Balancierung zu:

$$|I_{\text{Offset,max}}| = \frac{t_d U_{s,\text{DC}}}{R_{s,\text{DC}} T_s} \quad (\text{A.1})$$

Der DC-Transformatorstrom führt zu einer zusätzlichen DC-Komponente in der magnetischen Flussdichte des Transformator kernels, die die Kernverluste erhöht. Für ein typisches Ferritmaterial kann eine DC-Flussdichtekomponente von etwa 50 mT ohne signifikante Erhöhung der Kernverluste toleriert werden [78]. Mit den Geometrieparametern des Transformators ergibt sich die maximal zulässige Hauptinduktivität direkt zu:

$$L'_{h,\text{max,Offset}} = \frac{N_s B_{\text{Offset,max}} A_{\text{Kern,Trafo}}}{|I_{\text{Offset,max}}|} \quad (\text{A.2})$$

Durch Einsetzen der Parameter des experimentellen Aufbaus aus Kapitel 8 wird eine maximale sekundärseitig bezogene Hauptinduktivität von $L'_{h,\text{max,Offset}} = 0,60 \mu\text{H}$ bestimmt. Die parasitäre Verzögerung t_d wird für die Berechnung auf Basis des Gatetreiberdatenblatts zu maximal 10 ns abgeschätzt.

A.9 Simulationsmodell zur Auswertung von Totzeiteffekten

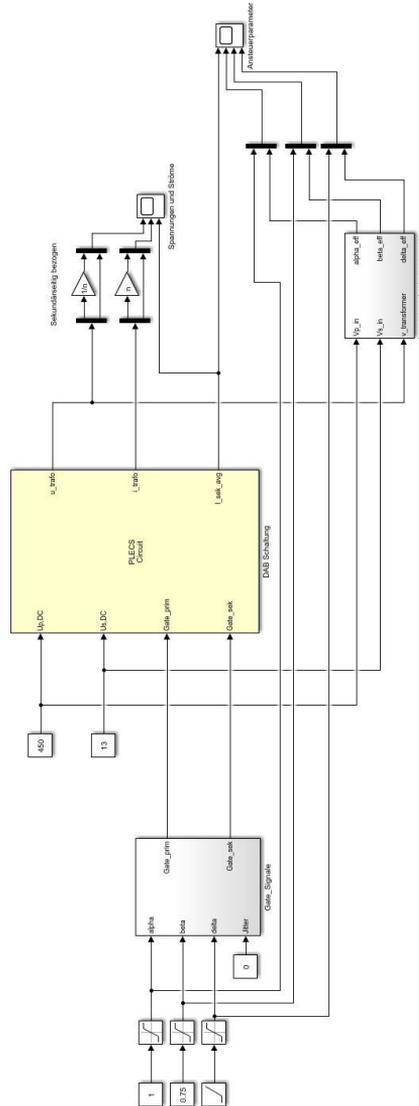


Abb. A.12: „MATLAB Simulink“-Simulationsmodell: Generierung der Gate-Signale, Modellierung des DAB-Wandlers in „PLECS“ und Auswertung der effektiv resultierenden Ansteuerwinkel

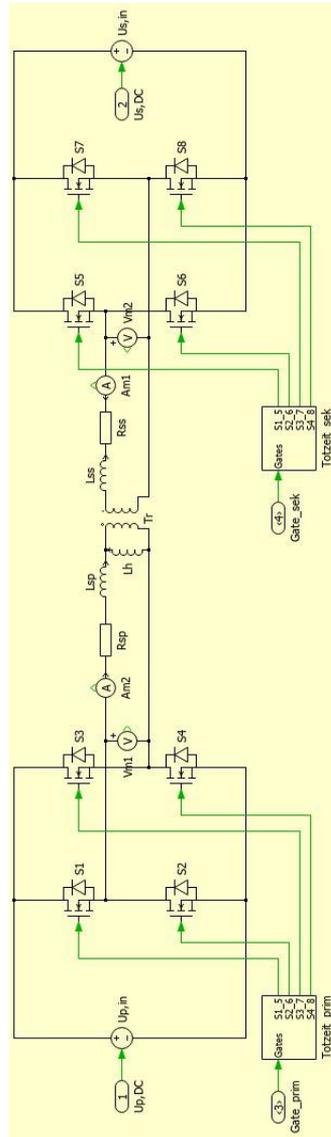


Abb. A.13: Vereinfachtes „PLECS“-Modell des DAB-Wandlers zur Simulation von Totzeiteffekten

A.10 Grenzen des weichschaltenden Betriebsbereichs

Abschnitt 7.1 untersucht Übergänge zwischen hartschaltendem und weichschaltendem Betrieb auf ihre resultierenden Totzeiteffekte. Dabei werden Betriebsbereiche identifiziert, in denen der Übergang einen Stagnationseffekt aufweist. In diesem Abschnitt soll nun gezeigt werden, dass der Betrieb in solchen Übergangspunkten bei hoher Transformatorkopplung nicht im gesamten Betriebsbereich vermieden werden kann. In Abb. A.14 werden die Grenzen der weichschaltenden Betriebsbereiche der vier Halbbrücken für einen Transformator mit idealer Kopplung dargestellt. Zunächst sollen die Grenzen für den 2-Level-Betrieb ($\alpha = \beta = \pi$) in Abb. A.14(a) betrachtet werden. Bei hoher sekundärseitiger Eingangsspannung $U_{s,DC}$ werden die primärseitigen Halbbrücken HB1 und HB2 hartschaltend betrieben. Bei niedriger Eingangsspannung $U_{s,DC}$ werden hingegen die sekundärseitigen Halbbrücken HB3 und HB4 hartschaltend betrieben. Im 2-Level-Betrieb stimmen die weichschaltenden Grenzen der beiden primär- und sekundärseitigen Halbbrücken dabei jeweils überein. Mit zunehmender Stellgröße $|\delta|$ wird der weichschaltende Bereich zwischen der primär- und sekundärseitigen Grenze weiter aufgespannt.

Exemplarisch soll der in Abb. A.14(a) markierte Betriebspunkt an der weichschaltenden Grenze der sekundärseitigen Halbbrücken betrachtet werden. Für diesen Betriebspunkt soll nun gezeigt werden, dass der Totzeiteffekt nicht durch eine Anpassung der Ansteuerwinkel vermieden werden kann. In Abb. A.14(b) wird zunächst die primärseitige Pulsbreite α reduziert. Der Betriebspunkt liegt nicht mehr an der sekundärseitigen, sondern an der primärseitigen weichschaltenden Grenze. Die primärseitigen Schalter sollen jedoch zur Verlustoptimierung durchgehend weichschaltend betrieben werden, so dass dieser Betrieb nicht zulässig ist. In Abb. A.14(c) wird daher die Pulsbreite β reduziert. Dadurch wird jedoch ausschließlich die weichschaltende Grenze der Halbbrücke HB4 signifikant verschoben. Die weichschaltende Grenze der Halbbrücke HB3 liegt weiterhin in der Nähe des gewählten Betriebspunkts und bewirkt dort einen Totzeiteffekt. In Abb. A.14(d) und Abb. A.14(e) werden ergänzend beide Pulsbreiten α und β angepasst. Die weichschaltende Grenze der Halbbrücke HB3 liegt jedoch weiterhin in der Nähe des gewählten Betriebspunkts.

Für den gewählten Betriebspunkt kann der Totzeiteffekt unabhängig von den Ansteuerwinkeln nicht vollständig vermieden werden. Dieses Verhalten ergibt sich für Betriebspunkte in der Nähe symmetrischer Eingangsspannungen ($U_{p,DC}/(nU_{s,DC}) \approx 1$) und kleine Stellgrößen δ . Die weichschaltende Grenze der kritischen Halbbrücke wird hier nur geringfügig durch die Ansteuerwinkel beeinflusst.

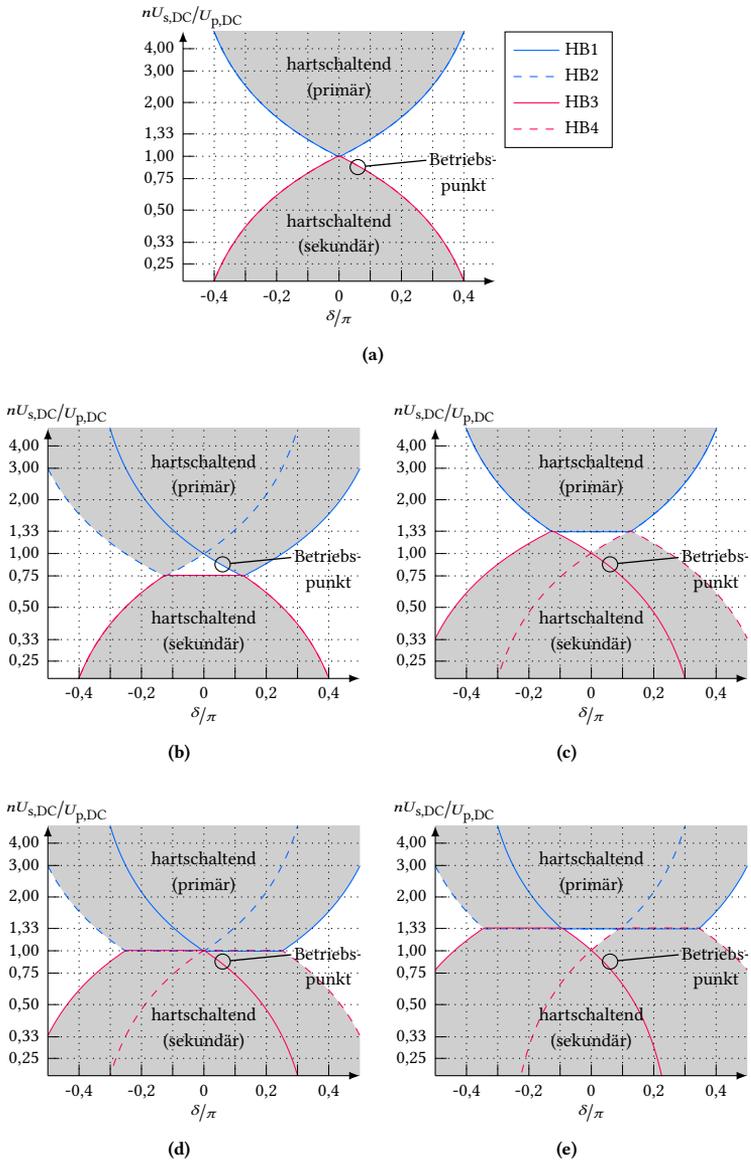


Abb. A.14: Grenzen des weichschaltenden Betriebsbereichs für einen idealen Transformator (a) $\alpha = \beta = \pi$ (b) $\alpha = 3\pi/4$, $\beta = \pi$ (c) $\alpha = \pi$, $\beta = 3\pi/4$ (d) $\alpha = 3\pi/4$, $\beta = 3\pi/4$ (e) $\alpha = 3\pi/4$, $\beta = 9\pi/16$

A.11 Impedanzanalyse des Transformatorprototyps

Abschnitt 8.1 stellt den leiterplattenintegrierten Aufbau des Wandlerprototyps vor. Für die Modellierung und Ansteuerung müssen die Transformatoreigenschaften präzise bestimmt werden. In diesem Abschnitt wird die Messung der Transformatorimpedanzen im Leerlauf und im Kurzschluss gezeigt. Aufgrund des hohen Windungszahlverhältnisses wird die Messung zur Minimierung von Messfehlern primärseitig durchgeführt. Die Messaufbauten sind in Abb. A.15 abgebildet. Für die Messung werden die Transformatorkerne und eine unbestückte Leiterplatte auf dem Kühlkörper montiert. Die Leiterplatte sollte dabei im finalen Abstand zum Kühlkörper

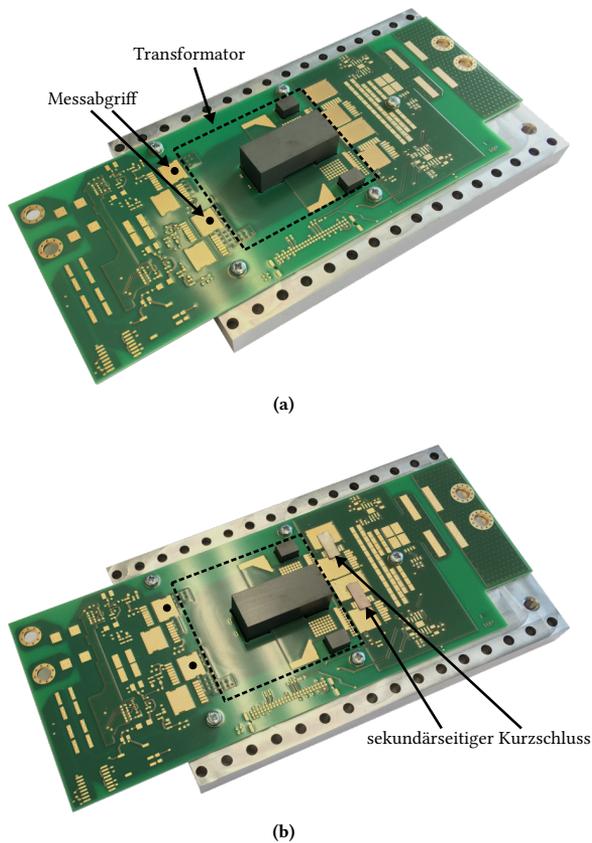
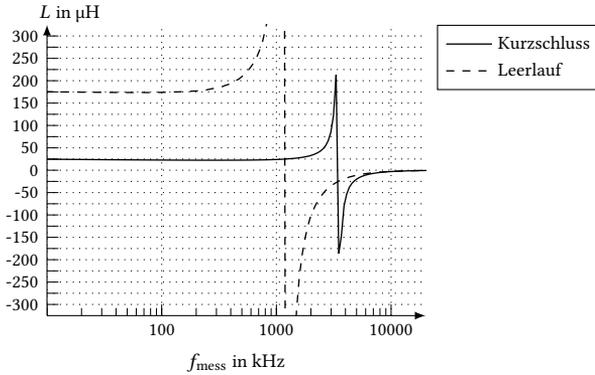
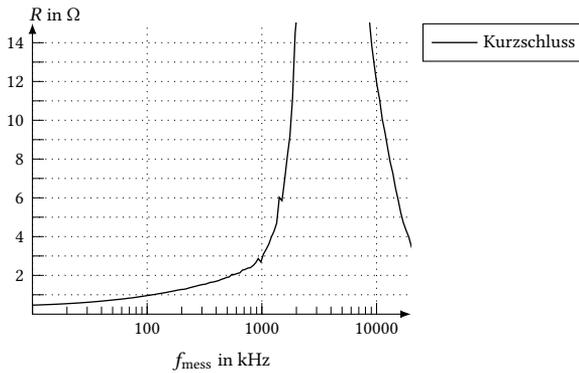


Abb. A.15: Messaufbauten zur Bestimmung der Transformatorimpedanzen
 (a) sekundärseitiger Leerlauf (b) sekundärseitiger Kurzschluss

befestigt werden, um den Einfluss der Wirbelströme im Kühlkörper präzise abzubilden. Durch die unbestückte Leiterplatte können Einflüsse der Transistorausgangskapazitäten auf die Messung vermieden werden. Der breite, sekundärseitige Kurzschluss in Abb. A.15(b) wird im Bereich der Transistoren implementiert. Dadurch wird auch die Anschluss- und Schaltzelleninduktivität der sekundärseitigen Transistoren in der Messung berücksichtigt, die durch das hohe Windungszahlverhältnis einen signifikanten Einfluss auf die Gesamtinduktivität haben. Die Ergebnisse der Impedanzmessungen sind in Abb. A.16 gezeigt und werden in Abschnitt 8.1 für die weitere Modellierung ausgewertet.



(a)



(b)

Abb. A.16: Messergebnisse für die Transformatorimpedanzen (a) primärseitig gemessene Induktivität (b) primärseitig gemessener Serienserwiderstand

A.12 Filtertopologie des Wandlerprototyps

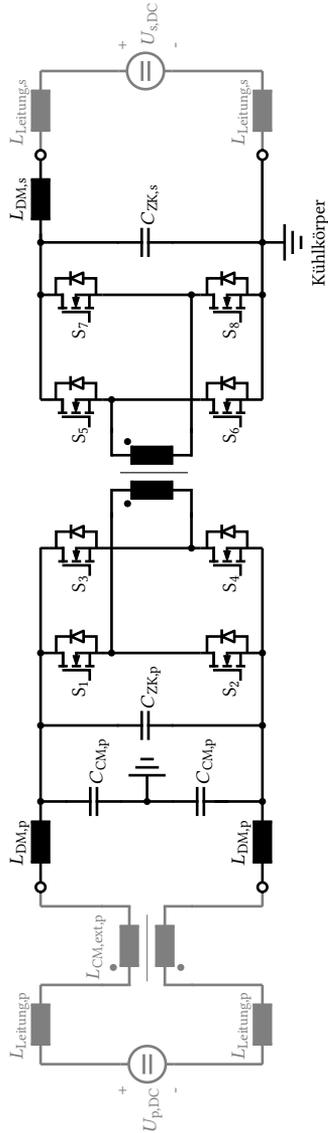


Abb. A.17: Filtertopologie und Anschlussleitungen des Wandlerprototyps

A.13 Ergänzende thermische Messdaten der Wandlerverifikation

Abschnitt 8.4 analysiert das thermische Verhalten des Wandlerprototyps. Für eine bessere optische Vergleichbarkeit werden die zentralen Wandlerkomponenten bei einer Kühlwassertemperatur von $T_{\text{kuehl}} = 25\text{ °C}$ detailliert betrachtet. In diesem Abschnitt sollen ergänzend ein thermischer Gesamtüberblick über die Leistungsplatine gegeben sowie Thermografien bei einer Kühlwassertemperatur von $T_{\text{kuehl}} = 65\text{ °C}$ gezeigt werden.

Abbildung A.18 zeigt den thermischen Überblick über die Leistungsplatine bei voller Ausgangsleistung. Neben den zentralen Wandlerkomponenten ergibt sich insbesondere eine deutliche Erwärmung der primärseitigen Filterinduktivität von $\Delta T = 33,0\text{ K}$ und der sekundärseitigen Strommessung von $\Delta T = 39,0\text{ K}$. Die sekundärseitigen

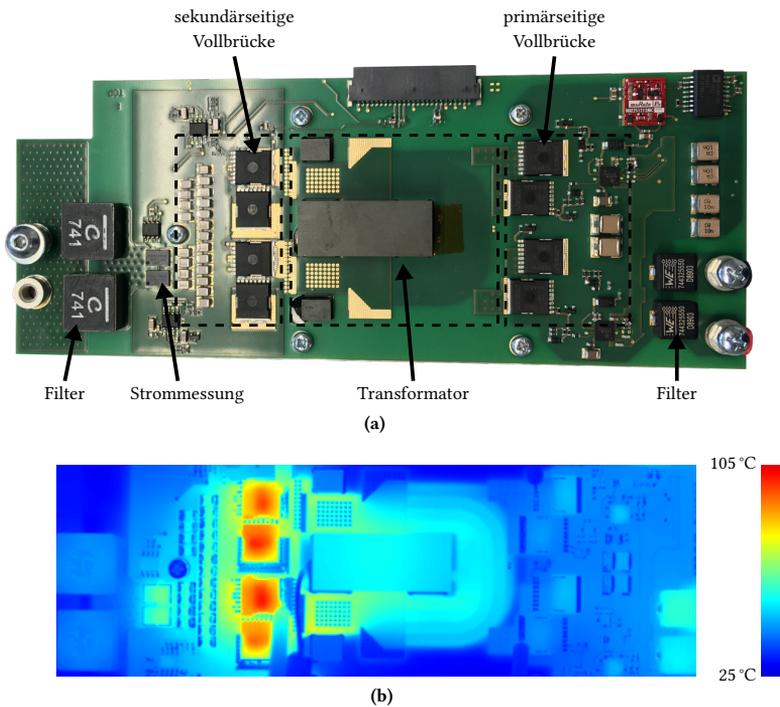


Abb. A.18: Thermischer Überblick über die Leistungsplatine für $U_{\text{p,DC}} = 250\text{ V}$, $U_{\text{s,DC}} = 15\text{ V}$, $|I_{\text{s,DC}}| = 100\text{ A}$ und $T_{\text{kuehl}} = 25\text{ °C}$ (a) Leistungsplatine (b) Thermografie

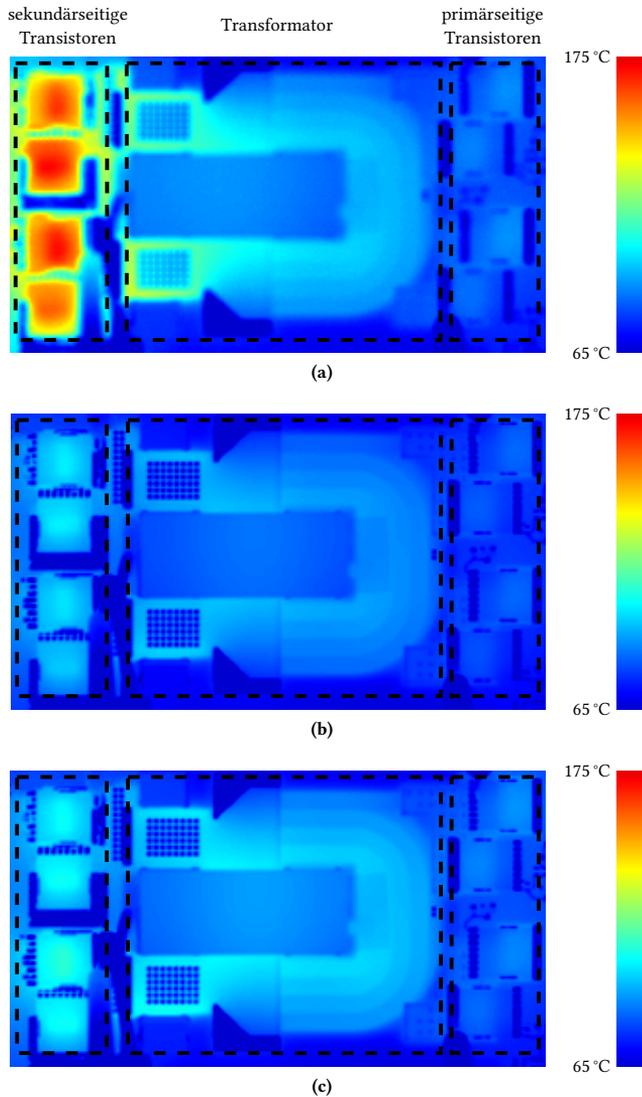


Abb. A.19: Thermografie der zentralen Wandlerkomponenten für $U_{s,DC} = 15\text{ V}$, $|I_{s,DC}| = 100\text{ A}$ und $T_{\text{kuehl}} = 65\text{ °C}$ (a) $U_{p,DC} = 250\text{ V}$ (b) $U_{p,DC} = 350\text{ V}$ (c) $U_{p,DC} = 450\text{ V}$

Filterinduktivitäten bleiben hingegen mit $\Delta T = 18,8 \text{ K}$ durch ihre direkte Kühlkörperanbindung deutlich kühler. Die sekundärseitigen Filterinduktivitäten können daher hinsichtlich des Bauraums weiter optimiert werden.

In Abb. A.19 sind Thermografien des Transformators und der Transistoren bei einer Kühlwassertemperatur von $T_{\text{kuehl}} = 65 \text{ °C}$ und voller Ausgangsleistung dargestellt. Die Wandlerkomponenten zeigen ein mit den Ergebnissen bei einer Kühlwassertemperatur von $T_{\text{kuehl}} = 25 \text{ °C}$ prinzipiell vergleichbares Verhalten. Allerdings steigt durch Temperaturabhängigkeiten die Temperatur der sekundärseitigen Transistoren bei $U_{\text{p,DC}} = 250 \text{ V}$ deutlich an. Der Temperaturanstieg beträgt in diesem Arbeitspunkt $\Delta T_{\text{FET,s,max}} = 106,1 \text{ K}$ statt zuvor $\Delta T_{\text{FET,s,max}} = 75,2 \text{ K}$ bei $T_{\text{kuehl}} = 25 \text{ °C}$. Durch Quererwärmung steigt außerdem der Temperaturanstieg der Transformatorwicklung von $\Delta T_{\text{Wicklung,max}} = 49,1 \text{ K}$ auf $\Delta T_{\text{Wicklung,max}} = 65,9 \text{ K}$.

B Literatur

- [1] G. Bieker, „A global comparison of the life-cycle greenhouse gas emissions of combustion engine and electric passenger cars“, International Council on Clean Transportation (ICCT), White Paper, 2021
- [2] M. Wietschel, S. Link, K. Biemann und H. Helms, „Langfristige Umweltbilanz und Zukunftspotenzial alternativer Antriebstechnologien“, Expertenkommission Forschung und Innovation (EFI), 2022
- [3] L. Paoli und T. Gül, „Electric cars fend off supply challenges to more than double global sales“, International Energy Agency (IEA), 2022, Adresse: <https://www.iea.org/commentaries/electric-cars-fend-off-supply-challenges-to-more-than-double-global-sales> (Abruf am 19. 12. 2022)
- [4] „Electric car sales, 2016 – 2023 – charts – data & statistics“, International Energy Agency (IEA), 2023, Adresse: <https://www.iea.org/data-and-statistics/charts/electric-car-sales-2016-2023> (Abruf am 11. 01. 2024)
- [5] J. Wen, D. Zhao und C. Zhang, „An overview of electricity powered vehicles: Lithium-ion battery energy storage density and energy conversion efficiency“, *Renewable Energy*, Bd. 162, S. 1629–1648, 2020
- [6] M. Kane, „Elon Musk: Refreshed tesla model s/x will have li-ion 12v battery“, InsideEVs, 2021, Adresse: <https://insideevs.com/news/485543/refreshed-tesla-model-sx-liion-12v-battery/> (Abruf am 19. 12. 2022)
- [7] S. Pischinger und U. Seiffert, *Vieweg Handbuch Kraftfahrzeugtechnik*, 8. Aufl. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2016
- [8] „Onboard DC converter (DCDC)“, VMAX Power, 2020, Adresse: http://en.vmaxpower.com.cn/product_display.php?id=9 (Abruf am 19. 12. 2022)
- [9] „BSC624 - DC/DC converter“, BRUSA, 2021, Adresse: <https://www.brusa.biz/portfolio/bsc624/> (Abruf am 19. 12. 2022)
- [10] „High-voltage DC/DC converter generation 3evo“, Bosch-Mobility-Solutions, 2021, Adresse: <https://www.bosch-mobility-solutions.com/en/solutions/power-electronics/high-voltage-dc-dc-converter-generation-3evo/> (Abruf am 19. 12. 2022)

- [11] L. Zhu, H. Bai, A. Brown und M. McAmmond, „Design a 400 V–12 V 6 kW Bidirectional Auxiliary Power Module for Electric or Autonomous Vehicles With Fast Precharge Dynamics and Zero DC-Bias Current“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 36, Nr. 5, S. 5323–5335, 2021
- [12] „Power Electronics“, Kostal Automobil Elektrik, 2022, Adresse: <https://www.kostal-automobil-elektrik.com/de-de/energy/power-electronics/> (Abruf am 19. 12. 2022)
- [13] Y. Zhou, M. Wang, H. Hao, L. Johnson, H. Wang und H. Hao, „Plug-in electric vehicle market penetration and incentives: A global review“, *Mitigation and Adaptation Strategies for Global Change*, Bd. 20, Nr. 5, S. 777–795, 2015
- [14] „Innovation benchmarking platform“, A2MAC1, 2022, Adresse: <https://ibp.a2mac1.com> (Abruf am 06. 02. 2022)
- [15] A.-O. Bogza, „Isolated Step Down DC-DC 3.2KW Converter for Electrical and Hybrid Vehicles“, Dissertation, Politehnica Bucharest, 2021
- [16] A. M. Naradhipa, S. Kim, D. Yang, S. Choi, I. Yeo und Y. Lee, „Power Density Optimization of 700 kHz GaN-Based Auxiliary Power Module for Electric Vehicles“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 36, Nr. 5, S. 5610–5621, 2021
- [17] F. Krismer, „Modeling and optimization of bidirectional dual active bridge DC-DC converter topologies“, Dissertation, ETH Zürich, 2010
- [18] H. v. Hoek, „Design and operation considerations of three-phase dual active bridge converters for low-power applications with wide voltage ranges“, Dissertation, RWTH Aachen, 2017
- [19] D. van der Linde, C. Boon und J. Klaassens, „Design of a high-frequency planar power transformer in multilayer technology“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 38, Nr. 2, S. 135–141, 1991
- [20] Y. A. Wang, D. M. Xiao und Y. L. Liu, „Design of a planar power transformer for high voltage, high frequency use“, *IEEE PES T&D 2010*, S. 1–6, IEEE, 2010
- [21] Z. Ouyang, O. C. Thomsen und M. A. E. Andersen, „Optimal Design and Tradeoff Analysis of Planar Transformer in High-Power DC-DC Converters“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 59, Nr. 7, S. 2800–2810, 2012
- [22] C. Fei, F. C. Lee und Q. Li, „High-Efficiency High-Power-Density LLC Converter With an Integrated Planar Matrix Transformer for High-Output Current Applications“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 64, Nr. 11, S. 9072–9082, 2017

- [23] J. Zhang, W. G. Hurley und W. H. Wölfle, „Design of the planar transformer in llc resonant converters for micro-grid applications“, *2014 IEEE 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*, S. 1–7, IEEE, 2014
- [24] „Device application note AN849“, Vishay, 2015, Adresse: <https://www.vishay.com/docs/66864/an849.pdf> (Abruf am 24. 11. 2023)
- [25] R. K. Williams, M. N. Darwish, R. A. Blanchard, R. Siemieniec, P. Rutter und Y. Kawaguchi, „The Trench Power MOSFET: Part I – History, Technology, and Prospects“, *IEEE Transactions on Electron Devices*, Bd. 64, Nr. 3, S. 674–691, 2017
- [26] M. Schilling, „Mehrkriterielle Optimierungsmethodik zur Erhöhung der Integrationsdichte leistungselektronischer Systeme“, Dissertation, TU Ilmenau, 2019
- [27] „Tesla model 3 disassembly“, InventChip, 2018, Adresse: <https://www.inventchip.com.cn/uploads/files/20200919/1600488691370280.pdf> (Abruf am 05. 02. 2022)
- [28] O. D. Patterson und D. M. Divan, „Pseudo-resonant full bridge DC/DC converter“, *1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, S. 424–430, IEEE, 1987
- [29] J. Sabate, V. Vlatkovic, R. Ridley, F. Lee und B. Cho, „Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter“, *Fifth Annual Proceedings on Applied Power Electronics Conference and Exposition*, S. 275–284, IEEE, 1990
- [30] L. Mweene, C. Wright und M. Schlecht, „A 1 kW 500 kHz front-end converter for a distributed power supply system“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 6, Nr. 3, S. 398–407, 1991
- [31] R. Redl, N. Sokal und L. Balogh, „A novel soft-switching full-bridge DC/DC converter: analysis, design considerations, and experimental results at 1.5 kW, 100 kHz“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 6, Nr. 3, S. 408–418, 1991
- [32] N. Mohan, T. M. Undeland und W. P. Robbins, *Power electronics: converters, applications, and design*, 2nd ed. New York: Wiley, 1995
- [33] M. Heintze und S. Butzmann, „A GaN 500 kHz High Current Active Clamp Phase-Shifted Full-Bridge Converter With Zero-Voltage Switching Over the Entire Line and Load Range“, *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, 2018

- [34] R. Redl, L. Balogh und D. Edwards, „Optimum ZVS full-bridge DC/DC converter with PWM phase-shift control: analysis, design considerations, and experimental results“, *Proceedings of 1994 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition – ASPEC’94*, S. 159–165, IEEE, 1994
- [35] R. Ayyanar und N. Mohan, „Novel soft-switching DC-DC converter with full ZVS-range and reduced filter requirement. I. Regulated-output applications“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 16, Nr. 2, S. 184–192, 2001
- [36] P. Jain, Wen Kang, H. Soin und Youhao Xi, „Analysis and design considerations of a load and line independent zero voltage switching full bridge DC/DC converter topology“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 17, Nr. 5, S. 649–657, 2002
- [37] B. Yang, J. L. Duarte, W. Li, K. Yin, X. He und Y. Deng, „Phase-shifted full bridge converter featuring ZVS over the full load range“, *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, S. 644–649, IEEE, 2010
- [38] N. Kutkut, D. Divan und R. Gascoigne, „An improved full bridge zero-voltage switching PWM DC-DC converter using a two inductor rectifier“, *Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting*, S. 1065–1072, IEEE, 1993
- [39] C. Winter und J. Riedel, „Ansteuerverfahren für einen Gleichspannungswandler und Gleichspannungswandler“, dt. Patent 10 2019 212 888.2, 2021
- [40] C. Winter, D. Cello, J. Riedel und C. Kienzler, „Ansteuerverfahren für einen Gleichspannungswandler und Gleichspannungswandler“, dt. Patent 10 2019 211 968.9, 2021
- [41] E. Gudino Carrizales, „Bidirektionaler DC/DC-Wandler und Verfahren zum Laden des Zwischenkreiskondensators eines DC/DC-Wandlers aus der Niedervoltbatterie“, dt. Patent 10 2016 200 662.2, 2017
- [42] R. De Doncker, D. Divan und M. Kheraluwala, „A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 27, Nr. 1, S. 63–73, 1991
- [43] R. Steigerwald, R. De Doncker und M. Kheraluwala, „A comparison of high power DC-to-DC soft-switched converter topologies“, *Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, S. 1090–1096, IEEE, 1994
- [44] N. Schibli, „Symmetrical multilevel converters with two quadrant DC-DC feeding“, Dissertation, EPF Lausanne, 2000

- [45] J. Riedel, D. G. Holmes, C. Teixeira und B. P. McGrath, „Harmonic-based determination of soft switching boundaries for 3-level modulated single-phase dual active bridge converters“, *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, S. 1505–1512, IEEE, 2015
- [46] F. Krismer, S. Round und J. Kolar, „Performance Optimization of a High Current Dual Active Bridge with a Wide Operating Voltage Range“, *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, S. 1–7, IEEE, 2006
- [47] A. K. Jain und R. Ayyanar, „PWM control of dual active bridge: Comprehensive analysis and experimental verification“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 26, Nr. 4, S. 1215–1227, 2011
- [48] A. Tong, L. Hang, G. Li, X. Jiang und S. Gao, „Modeling and Analysis of a Dual-Active-Bridge-Isolated Bidirectional DC/DC Converter to Minimize RMS Current With Whole Operating Range“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 33, Nr. 6, S. 5302–5316, 2018
- [49] J. Riedel, D. G. Holmes, B. McGrath und C. Teixeira, „Determination of DC link harmonics in dual active bridge DC-DC converters using frequency domain analysis“, *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, S. 70–77, IEEE, 2016
- [50] G. G. Oggier, G. O. Garcia und A. R. Oliva, „Modulation strategy to operate the dual active bridge DC-DC converter under soft switching in the whole operating range“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 26, Nr. 4, S. 1228–1236, 2011
- [51] J. Everts, J. van den Keybus, F. Krismer, J. Driesen und J. W. Kolar, „Switching control strategy for full ZVS soft-switching operation of a Dual Active Bridge AC/DC converter“, *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, S. 1048–1055, IEEE, 2012
- [52] J. Riedel, D. G. Holmes, B. McGrath und C. Teixeira, „Maintaining Continuous ZVS Operation of a Dual Active Bridge by Reduced Coupling Transformers“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 65, Nr. 12, S. 9438–9448, 2018
- [53] H. Bai, C. Mi, C. Wang und S. Gargies, „The dynamic model and hybrid phase-shift control of a dual-active-bridge converter“, *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, S. 2840–2845, IEEE, 2008
- [54] A. Rodriguez Alonso, J. Sebastian, D. G. Lamar, M. M. Hernando und A. Vazquez, „An overall study of a Dual Active Bridge for bidirectional DC/DC conversion“, *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, S. 1129–1135, IEEE, 2010

- [55] C. Zhao, S. Round und J. Kolar, „Full-order averaging modelling of zero-voltage-switching phase-shift bidirectional DC–DC converters“, *IET Power Electronics*, Bd. 3, Nr. 3, S. 400, 2010
- [56] H. Qin und J. W. Kimball, „Generalized Average Modeling of Dual Active Bridge DC–DC Converter“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 27, Nr. 4, S. 2078–2084, 2012
- [57] W. Choi, K.-M. Rho und B.-H. Cho, „Fundamental Duty Modulation of Dual-Active-Bridge Converter for Wide-Range Operation“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 31, Nr. 6, S. 4048–4064, 2016
- [58] J. Everts, G. E. Sfakianakis und E. A. Lomonova, „Using fourier series to derive optimal soft-switching modulation schemes for dual active bridge converters“, S. 4648–4655, IEEE, 2015
- [59] J. Riedel, „On frequency domain analysis of dual active bridge dc-dc converters“, Dissertation, RMIT University (Melbourne), 2017
- [60] F. Krismer und J. Kolar, „Accurate Power Loss Model Derivation of a High-Current Dual Active Bridge Converter for an Automotive Application“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 57, Nr. 3, S. 881–891, 2010
- [61] F. Jauch und J. Biela, „Generalized modeling and optimization of a bidirectional dual active bridge DC-DC converter including frequency variation“, *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 – ECCE Asia)*, S. 1788–1795, IEEE, 2014
- [62] P. Schülting, C. Winter und R. W. De Doncker, „Design of a High-Frequency Dual-Active Bridge Converter with GaN Devices for an Output Power of 3.7 kW“, *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 – ECCE Asia)*, S. 388–395, IEEE, 2018
- [63] H. Weber und H. Ulrich, *Laplace-, Fourier- und z-Transformation: Grundlagen und Anwendungen* (Lehrbuch), 10. Aufl. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2017
- [64] C. Winter, J. Riedel und S. Butzmann, „Improved Heat Dissipation Through Copper Bricks for High Turns Ratio Planar Transformers“, *2019 20th International Symposium on Power Electronics (Ee)*, S. 1–6, IEEE, 2019
- [65] C. Buccella, C. Cecati und F. de Monte, „A Coupled Electrothermal Model for Planar Transformer Temperature Distribution Computation“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 55, Nr. 10, S. 3583–3590, 2008

- [66] J. Strydom und J. van Wyk, „Volumetric limits of planar integrated resonant transformers: A 1 MHz case study“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 18, Nr. 1, S. 236–247, 2003
- [67] R. Pittini, Z. Zhang, Z. Ouyang, M. A. E. Andersen und O. C. Thomsen, „Analysis of planar E+I and ER+I transformers for low-voltage high-current DC/DC converters with focus on winding losses and leakage inductance“, *Proceedings of 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, S. 488–493, IEEE, 2012
- [68] M. A. Saket, N. Shafiei und M. Ordonez, „LLC Converters With Planar Transformers: Issues and Mitigation“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 32, Nr. 6, S. 4524–4542, 2017
- [69] A. Goldberg, J. Kassakian und M. Schlecht, „Finite element analysis of copper loss in 1 – 10 MHz transformers“, *19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, S. 1105–1111, IEEE, 1988
- [70] C. Ropoteanu, N.-D. Codreanu und C. Ionescu, „Thermal investigation of a planar core power transformer“, *39th International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE)*, S. 112–115, IEEE, 2016
- [71] „Application note: Design of planar power transformers“, Ferroxcube, 1997, Adresse: <https://ferroxcube.home.pl/appl/info/plandesi.pdf> (Abruf am 03.05.2019)
- [72] R. Hou und A. Emadi, „A Primary Full-Integrated Active Filter Auxiliary Power Module in Electrified Vehicles With Single-Phase Onboard Chargers“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 32, Nr. 11, S. 8393–8405, 2017
- [73] A. A. Dauhajre, „Modelling and estimation of leakage phenomena in magnetic circuits“, Dissertation, Caltech Pasadena, 1986
- [74] E. Iuravin, „Transformer Design For Dual Active Bridge Converter“, Miami University, Masterarbeit, 2018
- [75] S. Cuk und Z. Zhang, „Coupled-inductor analysis and design“, *1986 17th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, S. 655–665, IEEE, 1986
- [76] J. Biela und J. Kolar, „Electromagnetic integration of high power resonant circuits comprising high leakage inductance transformers“, S. 4537–4545, IEEE, 2004
- [77] S. Stegen und J. Lu, „Structure Comparison of High-Frequency Planar Power Integrated Magnetic Circuits“, *IEEE Transactions on Magnetics*, Bd. 47, Nr. 10, S. 4425–4428, 2011

- [78] J. Mühlethaler, J. Biela, J. W. Kolar und A. Ecklebe, „Core Losses Under the DC Bias Condition Based on Steinmetz Parameters“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 27, Nr. 2, S. 953–963, 2012
- [79] K. Ngo und M. Kuo, „Effects of air gaps on winding loss in high-frequency planar magnetics“, *PESC '88 Record., 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, S. 1112–1119, IEEE, 1988
- [80] W. Chew, P. Evans und W. Heffernan, „High frequency inductor design concepts“, *PESC '91 Record 22nd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, S. 673–678, IEEE, 1991
- [81] L. Ye, G. Skutt, R. Wolf und F. Lee, „Improved winding design for planar inductors“, *PESC97 – 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Bd. 2, S. 1561–1567, IEEE, 1997
- [82] N. Kutkut und D. Divan, „Optimal air-gap design in high-frequency foil windings“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 13, Nr. 5, S. 942–949, 1998
- [83] Z. Ouyang und M. A. E. Andersen, „Overview of Planar Magnetic Technology—Fundamental Properties“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 29, Nr. 9, S. 4888–4900, 2014
- [84] T. Meade, D. O’Sullivan, R. Foley, C. Achimescu, M. Egan und P. McCloskey, „Parasitic inductance effect on switching losses for a high frequency DC-DC converter“, *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, S. 3–9, IEEE, 2008
- [85] D. Ueda, H. Takagi und G. Kano, „A new vertical power MOSFET structure with extremely reduced on-resistance“, *IEEE Transactions on Electron Devices*, Bd. 32, Nr. 1, S. 2–6, 1985
- [86] T. Fujihira, „Theory of Semiconductor Superjunction Devices“, *Japanese Journal of Applied Physics*, Bd. 36, Nr. 10, S. 6254, 1997
- [87] „Datenblatt: IPT60R080G7“, Infineon, 2020, Adresse: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPT60R080G7-DataSheet-v02_01-EN.pdf?fileId=5546d46259d9a4bf015a13e8059d0e2c (Abruf am 18. 04. 2021)
- [88] „Spice Modell: CoolMOS G7 MOSFET 600V“, Infineon, 2020, Adresse: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Power_CoolMOS_G7_MOSFET_600V_Spice-SimulationModels-v02_00-EN.zip?fileId=5546d4625b10283a015b1437c8f70dde (Abruf am 18. 04. 2021)

- [89] S. Hinchliffe und L. Hobson, „High frequency switching of power MOSFETs“, *20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, S. 190–197, IEEE, 1989
- [90] Y. Xiao, H. Shah, T. Chow und R. Gutmann, „Analytical modeling and experimental evaluation of interconnect parasitic inductance on MOSFET switching characteristics“, *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04.*, Bd. 1, S. 516–521, IEEE, 2004
- [91] „Datenblatt: IPLU300N04S4-1R1“, Infineon, 2014, Adresse: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPLU300N04S4-1R1-DS-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d4624a0bf290014a4de4e2cb319a (Abruf am 18. 04. 2021)
- [92] „Spice Modell: OptiMOS-T2 40V“, Infineon, 2016, Adresse: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-OptiMOS-T2_40V_PSpice-SM-v01_01-EN.zip?fileId=5546d4624cb7f111014d00423a9c26db (Abruf am 18. 04. 2021)
- [93] C. Winter, J. Riedel und S. Butzmann, „Determination of Power Loop Inductance for High-Current PCB-Based Half-Bridge Circuits“, *2020 IEEE 21st Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, IEEE, 2020
- [94] D. Reusch und J. Strydom, „Understanding the Effect of PCB Layout on Circuit Performance in a High-Frequency Gallium-Nitride-Based Point of Load Converter“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 29, Nr. 4, S. 2008–2015, 2014
- [95] X. Zhang, N. Haryani, Z. Shen, R. Burgos und D. Boroyevich, „Ultra-low inductance phase leg design for GaN-based three-phase motor drive systems“, *IEEE 3rd Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*, S. 119–124, IEEE, 2015
- [96] A. Letellier, M. R. Dubois, J. P. F. Trovao und H. Maher, „Calculation of Printed Circuit Board Power-Loop Stray Inductance in GaN or High di/dt Applications“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 34, Nr. 1, S. 612–623, 2019
- [97] B. Sun, K. L. Jorgensen, Z. Zhang und M. A. E. Andersen, „Multi-physic Analysis for GaN Transistor PCB Layout“, *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, S. 3407–3413, IEEE, 2019
- [98] R. Redl, N. Sokal und C. Schaefer, „Transformer saturation and unusual system oscillation in capacitively coupled half-bridge or full-bridge forward converters: causes, analyses, and cures“, *PESC '88 – 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, S. 820–829, IEEE, 1988

- [99] G. Ortiz, J. Mühlethaler und J. W. Kolar, „Magnetic Ear-based balancing of magnetic flux in high power medium frequency dual active bridge converter transformer cores“, *8th International Conference on Power Electronics – ECCE Asia*, S. 1307–1314, IEEE, 2011
- [100] D. Costinett, D. Seltzer, D. Maksimovic und R. Zane, „Inherent volt-second balancing of magnetic devices in zero-voltage switched power converters“, *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, S. 9–15, IEEE, 2013
- [101] C. Winter, J. Riedel, Z. Mohzani, R. Mencher und S. Butzmann, „Enhancing Inherent Flux Balancing in a Dual-Active Bridge Using Adaptive Modulation“, *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, S. 2202–2209, IEEE, 2019
- [102] S. Klopper und J. Ferreira, „A sensor for balancing flux in converters with a high frequency transformer link“, *Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting*, S. 1315–1320, IEEE, 1993
- [103] S. Han, I. Munuswamy und D. Divan, „Preventing transformer saturation in bi-directional dual active bridge buck-boost DC/DC converters“, *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, S. 1450–1457, IEEE, 2010
- [104] Z. Qin, Y. Shen, P. C. Loh, H. Wang und F. Blaabjerg, „A Dual Active Bridge Converter With an Extended High-Efficiency Range by DC Blocking Capacitor Voltage Control“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 33, Nr. 7, S. 5949–5966, 2018
- [105] O. García, P. Zumel, A. de Castro, P. Alou und J. A. Cobos, „Current Self-Balance Mechanism in Multiphase Buck Converter“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 24, Nr. 6, S. 1600–1606, 2009
- [106] V. M. Iyer, S. Gulur und S. Bhattacharya, „Optimal design methodology for dual active bridge converter under wide voltage variation“, *2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, S. 413–420, IEEE, 2017
- [107] T. M. Al, D. Lyu, T. B. Soeiro und P. Bauer, „Design of a Wide Output Voltage Dual Active Bridge Converter as Power Electronics Building Block for the Fast Charging of Electric Vehicles“, *IEEE 19th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, S. 89–96, IEEE, 2021

- [108] F. Hubert, P. Dorsch, D. Kuebrich, T. Duerbaum und S. J. Rupitsch, „Piezo-electric EMI Filter for Switched-Mode Power Supplies“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 36, Nr. 6, S. 6624–6643, 2021
- [109] M. Delhommais, G. Dadanema, Y. Avenas, F. Costa, J. L. Schanen und C. Voltaire, „Design by optimization of power electronics converter including EMC constraints“, *2016 International Symposium on Electromagnetic Compatibility – EMC EUROPE*, S. 182–187, IEEE, 2016
- [110] A. D. B. Lange, T. B. Soeiro, M. S. Ortmann und M. L. Heldwein, „Three-Level Single-Phase Bridgeless PFC Rectifiers“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 30, Nr. 6, S. 2935–2949, 2015
- [111] J. Riedel, D. G. Holmes, B. P. McGrath und C. Teixeira, „Analytically constrained ZVS operation to reduce commutation losses for high boost dual active bridge converters“, *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, S. 1–8, IEEE, 2016
- [112] F. Krismer und J. Kolar, „Accurate Small-Signal Model for the Digital Control of an Automotive Bidirectional Dual Active Bridge“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 24, Nr. 12, S. 2756–2768, 2009
- [113] M. Rosekeit, C. van der Broeck und R. W. De Doncker, „Dynamic control of a dual active bridge for bidirectional AC charging“, *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, S. 2085–2091, IEEE, 2015
- [114] H. Bai, C. Mi und S. Gargies, „The Short-Time-Scale Transient Processes in High-Voltage and High-Power Isolated Bidirectional DC–DC Converters“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 23, Nr. 6, S. 2648–2656, 2008
- [115] B. Zhao, Q. Song, W. Liu und Y. Sun, „Dead-Time Effect of the High-Frequency Isolated Bidirectional Full-Bridge DC–DC Converter: Comprehensive Theoretical Analysis and Experimental Verification“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 29, Nr. 4, S. 1667–1680, 2014
- [116] J.-I. Itoh, K. Kawauchi und H. Watanabe, „Non-linear Dead-time Error Compensation Method of Dual Active Bridge DC-DC Converter for Variable DC-bus Voltage“, *2018 International Conference on Smart Grid (icSmartGrid)*, S. 208–213, IEEE, 2018
- [117] H. Unbehauen, *Regelungstechnik 1: Klassische Verfahren zur Analyse und Synthese linearer kontinuierlicher Regelsysteme, Fuzzy-Regelsysteme*, 15. Aufl. Wiesbaden: Vieweg+Teubner, 2008
- [118] D.-W. Gu, P. H. Petkov und M. M. Konstantinov, *Robust Control Design with MATLAB*. London: Springer, 2013

- [119] H. Unbehauen, *Regelungstechnik 3: Identifikation, Adaption, Optimierung*, 6. Aufl. Braunschweig: Vieweg, 2000
- [120] „Datenblatt: KC355WD7LQ125MV01“, Murata, 2021, Adresse: <https://www.murata.com/en-eu/api/pdfdownloadapi?cate=luCeramicCapacitorsSMD&partno=KC355WD7LQ125MV01%23> (Abruf am 18. 04. 2021)
- [121] „CISPR 25:2021“, IEC, IEC-Norm, 2021
- [122] L. Middelstaedt, B. Strauss und A. Lindemann, „Analyzing EMI issues in a DC/DC converter using GaN instead of Si power transistors“, *10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 – ECCE Asia)*, IEEE, 2019
- [123] H. Wallentowitz und K. Reif, *Handbuch Kraftfahrzeugelektronik*. Wiesbaden: Vieweg, 2006