

Design und Entwicklung von MHz-Wechselrichtern für den Leistungsbereich über 10 kW

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS (DR.-ING.)

von der KIT-Fakultät für

Elektrotechnik und Informationstechnik

des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)

genehmigte

Dissertation

von

Fabian Denk, M.Sc.

geboren in Kirchheim unter Teck

Tag der mündlichen Prüfung:

18.10.2019

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. Michael Braun

Korreferent:

Prof. Dr. rer. nat. Ulrich Lemmer



Dieses Werk ist lizenziert unter einer Creative Commons Namensnennung -
Weitergabe unter gleichen Bedingungen 4.0 International Lizenz (CC BY-SA 4.0):
<https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.de>

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Motivation und Zielsetzung	3
1.2	Gliederung der Arbeit	5
2	Grundlagen	7
2.1	Stand der Technik von Hochleistungshochfrequenzwechselrichtern	7
2.2	Halbleitermaterialien mit großer Bandlücke	8
2.3	Siliziumkarbid-Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor	10
2.4	Verlustbetrachtung	11
2.5	Schaltentlastung	15
2.6	Vollbrückenwechselrichter mit Serienschwingkreis	19
3	Auslegung von MHz-Hochleistungswechselrichtern mit großer Leistung	23
3.1	Bauteilgütezahlen	23
3.2	Gate-Treiber	24
3.3	Schwingkreisberechnung für Vollbrückenwechselrichter mit Serienschwingkreis	25
3.4	Optimierung der Wechselrichter	26
3.5	Ansteuerung	30
3.6	ZVS-Überwachung	30
3.7	Auslegung der 25 kW-Einheit	33
3.7.1	Schwingkreisberechnung	33
3.7.2	Transistorauswahl	34
3.7.3	SPICE-Simulation	37
3.7.4	Thermische Simulation des SMPD-Moduls	39
3.8	Auslegung der 2,5 kW-Einheit	40
3.8.1	Schwingkreisberechnung	40
3.8.2	Transistorauswahl	41
3.8.3	SPICE-Simulation	43
3.9	Kaskadenschaltung	47
4	Realisierung der 25 kW-Einheit	53
4.1	SiC-Halbbrückenmodul im SMPD-Gehäuse	53

4.2	Wechselrichterplatinen	55
4.2.1	Halbbrückenschaltung	55
4.2.2	Vollbrückenschaltung	56
4.2.3	Gate-Treiberversorgung	60
4.2.4	ZVS-Überwachung	60
4.3	Schwingkreis	61
4.4	Ansteuereinheit	63
4.5	Messergebnisse	63
4.5.1	Modulcharakterisierung	64
4.5.2	Betrieb des Vollbrückenwechselrichters an einer Hochfrequenzlast	65
4.5.3	ZVS-Überwachung	67
4.6	Zusammenfassung der Ergebnisse der 25 kW-Einheit	69
5	Realisierung der 2,5 kW-Einheit	71
5.1	Gehäuseinduktivitäten	71
5.2	Platinen	73
5.2.1	WRA mit den D2Pak-FETs	73
5.2.2	WRC und WRD mit den 4pin TO-247-Transistoren	75
5.2.3	Vergleich der resultierenden Wechselrichter	77
5.2.4	Gate-Treiberversorgung	78
5.3	Schwingkreis	79
5.4	Ansteuereinheit	80
5.5	Messergebnisse	81
5.5.1	Betrieb an einer Hochfrequenzlast	81
5.5.2	Kurzschlussbetrieb	85
5.6	Zusammenfassung der Ergebnisse der 2,5 kW-Einheit	88
6	Kaskadenschaltung	89
6.1	Vervielfältiger für die Ansteuersignale	89
6.2	Transformatoren	91
6.3	Messergebnisse	92
6.3.1	Kurzschlussbetrieb	92
6.3.2	Betrieb an einer Hochfrequenzlast	94
6.3.3	Vergleich der Kaskadenschaltungen	95
6.4	Zusammenfassung der Ergebnisse der Kaskadenschaltung	96
7	Vergleich der Kaskadenschaltung mit der 25 kW-Einheit	99
7.1	Größe und Gewicht	99
7.2	Herstellungskosten	100
7.3	Ausfallsicherheit	101
7.4	Effizienz	101

8	Induktiver Mitteldruckstrahler	103
8.1	Kategorisierung von Quecksilberdampflampen	103
8.2	Stand der Technik von Induktionslampen	104
8.3	Induktiver UV-Strahler	105
8.4	Versuchsaufbau	105
8.5	Messergebnisse	107
9	Zusammenfassung	113
10	Ausblick	117
	Abbildungsverzeichnis	126
	Tabellenverzeichnis	128
	Nomenklatur	134
	Literaturverzeichnis	134
	Danksagung	143
	Veröffentlichungen des Autors	145
	Betreute Abschlussarbeiten	149
A	Anhang	151
A.1	Platinen FPGA Ansteuereinheit	151
A.2	Platine 25 kW-Einheit	152
A.3	Platinen 2,5 kW-Einheit	154
A.4	Messequipment	156

1 Einleitung

Elektrische Leistung mit hoher Frequenz der Spannungen und Ströme wird in der Industrie für eine Vielzahl von Anwendungen eingesetzt. Dabei wird üblicherweise eine konstante Frequenz benötigt, welche im Bereich von einigen Kilohertz (kHz) bis hin zu mehreren Megahertz (MHz) liegen kann, innerhalb eines Leistungsbereichs von wenigen Watt bis in den Megawattbereich. In den Generatoren, welche die erforderliche hochfrequente (HF) Leistung bereitstellen, kommen unterschiedliche Technologien und Topologien zum Einsatz. Gemein haben alle die Grundfunktion: Die Erzeugung von Wechselstrom mit einer bestimmten Frequenz aus einer Eingangsquelle. Im Folgenden werden drei ausgewählte industrielle Anwendungen inklusive der jeweiligen Anforderungen beschrieben und anschließend verschiedene Methoden und Topologien vorgestellt, mit welchen diese Anwendungen aktuell versorgt werden.

- *Induktiv gekoppelte Plasmen*

Hierbei wird durch ein hochfrequentes Wechselfeld ein Plasma gezündet und Leistung eingekoppelt. Dabei liegt die optimale Anregungsfrequenz für elektrodenlose Induktionslampen mit internem Streufeldkoppler zwischen 2 und 3 MHz [1]. In diesem Frequenzbereich kann eine hohe Plasmaeffizienz sowie eine hohe Lichtausbeute erzielt werden. Verglichen mit elektrodenbehafteten Lampen kann mit elektrodenlosen Lampen eine deutlich längere Lebensdauer erreicht werden. Zusätzlich ist es ohne Elektroden möglich höhere Plasmatemperaturen zu erzeugen, da diese die Lebensdauer der Elektroden stark reduzieren würden. Dadurch können Alternativen zu Quecksilber als Leuchtmaterial eingesetzt werden, welche üblicherweise höhere Plasmatemperaturen benötigen. Bisher scheiterte die Entwicklung von induktiven quecksilberfreien Plasmastrahlern an den benötigten leistungsstarken Vorschaltgeräten.

- *Induktives Randschichthärten*

Das induktive Randschichthärten ist ein Verfahren zur Steigerung der Schlag- und Abriebfestigkeit von metallischen Werkstücken ohne die hohe Zähigkeit des Ausgangsmaterials im Inneren zu beeinflussen. Dafür wird das Werkstück über eine kurze Zeit einem starken Wechselmagnetfeld ausgesetzt. Somit wird ein Wechselstrom im Werkstück induziert. Durch den ohmschen Widerstand des Materials erhitzt sich dieses bis hin zur Rotglut. Bedingt durch den Skin-Effekt kann über die Anregungsfrequenz die Schichttiefe gewählt werden. Je höher die Frequenz ist,

1 Einleitung

desto geringer ist die Schichttiefe, die ausreichend erwärmt wird, um beim anschließenden Abschrecken ausgehärtet zu werden. Für eine möglichst dünne Härtetiefe werden somit hohe Frequenzen und möglichst kurze Erwärmungszeiten benötigt, um ein tieferes Eindringen der Wärme durch Wärmeleitung zu verhindern. Hierfür muss mit möglichst hoher spezifischer Leistung von 5 bis 6 kW/cm² gearbeitet werden. Für kleine Werkstücke sind hohe Frequenzen von bis zu 2,5 MHz nötig [2].

- *Induktives Schmelzen*

Das Zonenschmelzverfahren (engl. floating zone) ist eine Methode zur Herstellung von hochreinen einkristallinen Werkstoffen. Siliziumkristalle mit großem Durchmesser werden in der Regel mit Anregungsfrequenzen zwischen 2,4 und 3 MHz gezüchtet. Dies ist sowohl für die Prozessstabilität als auch für einen perfekten Einkristall mit wenig internen mechanischen Spannungen optimal [3]. Zonenschmelzanlagen haben typischerweise eine Leistung von etwa 150 kW. Daher sind effiziente Hochfrequenzwechselrichter mit hohen Ausgangsleistungen nötig. Zusätzlich wird für gute Ergebnisse eine schnelle Regelung der eingekoppelten Leistung benötigt.

Alle drei Anwendungen sind sehr energieintensiv und werden weltweit in vielen Anlagen eingesetzt. Daher kann durch eine Steigerung des Wirkungsgrads der Generatoren der globale Energiebedarf reduziert werden.

Vor 1980 wurden Röhrenverstärker mit einem typischen Wirkungsgrad von etwa 65% zur Erzeugung der HF-Leistung in allen Leistungsbereichen verwendet [4]. Aktuell sind sie immer noch die sinnvollste Möglichkeit zur Realisierung von Leistungsstufen über 10 kW bei Frequenzen oberhalb von 1 MHz. Röhrenverstärker haben jedoch einige Nachteile, weshalb versucht wird alternative Lösungen auf Basis von Transistorverstärkern zu realisieren. Transistorverstärker bieten folgende Vorteile gegenüber Röhrenverstärkern: Stabilität und Kontrolle der Ausgangsleistung, Wiederholgenauigkeit, kleinere Baugröße und Gewicht, niedrigere Betriebsspannungen und eine längere Lebensdauer [5].

Transistorverstärker können in verschiedenen Topologien je nach Anwendung, Frequenz und Leistung realisiert werden [4, 6, 7]. Dabei ist die einfachste Variante eine lineare Klasse-B oder Klasse-C Topologie, allerdings ist hierbei der theoretisch maximal erreichbare Wirkungsgrad kleiner als 80%. In der Praxis werden typischerweise Wirkungsgrade von lediglich 55 bis 65% erreicht. Da die maximal abführbare Verlustleistung von Transistoren deutlich geringer als die von Röhren ist, ist die sinnvoll realisierbare Ausgangsleistung von linearen Halbleiterverstärkern deutlich geringer als die von Röhrenverstärkern. Aufgrund der oben genannten Vorteile werden lineare HF-Generatoren dennoch bis etwa 2 kW Ausgangsleistung angeboten.

Um die Wirkungsgrade zu verbessern und die Ausgangsleistung von halbleiterbasierten HF-Generatoren zu erhöhen, muss eine geschaltete Topologie zum Einsatz kommen. Um damit eine große Ausgangsleistung bei hoher Effizienz und hohen Schaltfrequenzen zu

erreichen, müssen die Schaltverluste so gering wie möglich ausfallen. Die Schaltverluste können durch resonante Topologien, unter der Verwendung von Nullstrom- und/oder Nullspannungs-Schaltübergängen, reduziert werden. Gemäß [8–10] können Halbleiter-HF-Stromquellen als spannungsgespeiste Serienresonanzwechselrichter die höchste Effizienz erreichen. Trotz der erreichten Effizienzsteigerungen ist es bisher noch nicht gelungen Wechselrichter mit einem Wirkungsgrad über 90% für den anvisierten Frequenz und Leistungsbereich zu entwickeln.

1.1 Motivation und Zielsetzung

Diese Arbeit wurde am LICHTTECHNISCHEN INSTITUT in der Arbeitsgruppe LICHT-, EVG- UND PLASMA TECHNOLOGIEN angefertigt, die sich unter anderem mit der Entwicklung von induktiv gekoppelten Plasmastrahlern beschäftigt. Ein Ziel der Forschung der Arbeitsgruppe ist es, quecksilberfreie Ultraviolett (UV)-Strahler für die Trinkwasserentkeimung zu entwickeln, weshalb induktiv gekoppelte Plasmen bei dieser Arbeit die primäre Zielanwendung darstellen. Die alternativen Leuchtmaterialien benötigen für einen effizienten Betrieb sehr hohe Temperaturen, daher müssen die Strahler als Mitteldruckstrahler konzipiert werden [11]. Aufgrund der schwierigen Zündung und hohen Energiedichte von induktiven Mitteldruckstrahlern wird ein leistungsstarker und robuster Generator für deren Betrieb benötigt. Des Weiteren müssen für eine potentielle Markteinführung der Strahler günstige Vorschaltgeräte mit Wirkungsgraden von mindestens 90% realisierbar sein, um mit konventionellen Lampen vergleichbare UV-Effizienzen zu erhalten.

Ziel dieser Arbeit ist es daher eine sinnvolle und effiziente Alternative zu Röhrenverstärkern auch oberhalb von 10 kW für den Frequenzbereich von 2 bis 3 MHz zu entwickeln. Konkret soll ein Generator realisiert werden, welcher eine Ausgangsleistung von mindestens 10 kW bei 2,5 MHz zur Verfügung stellen kann. Hierfür kommt ein spannungsgespeicherter Vollbrückenwechselrichter mit resonantem Serienschwingkreis zum Einsatz. Diese Topologie ist weit verbreitet und für kleinere Leistungen oder niedrigere Frequenzen ausreichend untersucht. Bisher ist die Ausgangsleistung bei hohen Schaltfrequenzen allerdings unter anderem aufgrund der Transistoren begrenzt. Mit gängigen Leistungstransistoren auf Basis von Silizium (Si)-Halbleitern lassen sich MHz-Wechselrichter nur unter 200 W sinnvoll umsetzen. Mit speziellen Hochfrequenz-Transistoren lässt sich die Leistung auf etwa 1 kW steigern. Die Einführung von Transistoren auf Basis von Siliziumkarbid (SiC)-Halbleitern leitet die nächste Evolutionsstufe der Hochfrequenzwechselrichter ein. Mit SiC-Standardbauteilen können MHz-Wechselrichter mit Ausgangsleistungen über 1 kW realisiert werden. Dies liegt am großen Bandabstand des Halbleitermaterials. Dadurch wird es möglich Transistoren mit wesentlich kleiner Kapazitäten zu realisieren, verglichen mit Si-Transistoren mit gleichem Durchlasswiderstand und gleicher maximaler Sperrspannung. Durch den großen Bandabstand ist die kritische Feldstärke deutlich höher. Somit kann bei identischer maximaler Sperrspannung die Dicke der Sperrschicht

1 Einleitung

deutlich reduziert werden. Eine dünnere Sperrschichtdicke resultiert in reduziertem spezifischen Kanalwiderstand. Daher ist der Durchlasswiderstand pro Chipfläche geringer. Somit kann bei SiC-Transistoren bei identischem Durchlasswiderstand die Chipfläche deutlich kleiner ausgelegt werden, was in kleineren Kapazitäten resultiert.

Für schnelles und effizientes Schalten sind kleine Transistorkapazitäten entscheidend, da diese bei jedem Schaltvorgang umgeladen werden müssen. Daher haben Si-Hochfrequenztransistoren in der Regel nur geringe maximale Sperrspannungen. Um dennoch große Leistungen umsetzen zu können, müssen hohe Ströme eingesetzt werden, was zu hohen Verlusten und teuren Generatoren führt.

Die Entwicklung von Sperrschicht-Feldeffekttransistoren (engl. junction-FET, JFET) sowie Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistoren (MOSFET) aus SiC hat dazu geführt, dass Transistoren mit hohen Sperrspannungen, niedrigen Durchlasswiderständen und gleichzeitig kleinen Kapazitäten verfügbar sind. Darauf basierend konnte HÄHRE einen 1 kW-Wechselrichter zum Betrieb eines induktiven UV-Strahlers bei 2 MHz entwickeln [12].

Neben den Bauteilkapazitäten sind für schnelles und effizientes Schalten auch die Anschlussinduktivitäten von Interesse. Um schnelle Stromänderungen ohne große Überspannungen realisieren zu können, sollten die Anschlussinduktivitäten möglichst klein sein. Zwar sind die SiC-Transistor-Chips sehr gut für hochfrequentes Schalten geeignet, jedoch werden sie üblicherweise lediglich im klassischen 3pin TO-247-Gehäuse angeboten. Dieses wurde für Si-Transistoren entwickelt und limitiert die hochfrequenten Schalteigenschaften der SiC-Transistoren. Soll die Ausgangsleistung von Hochfrequenzwechselrichtern über die von HÄHRE erreichten 1 kW gesteigert werden, müssen unter anderem alternative Transistorgehäuse eingesetzt werden.

1.2 Gliederung der Arbeit

Zur Realisierung eines Generators mit einer Ausgangsleistung von mehr als 10 kW bei einer Frequenz von 2,5 MHz werden in dieser Arbeit folgende zwei Ansätze betrachtet:

- Der erste Ansatz ist die Entwicklung eines einzelnen Generators, welcher die gesamte geforderte Leistung in die Last speisen kann. Hierfür wird ein sehr leistungsfähiges Halbbrückenmodul speziell für diese Anwendung entwickelt. Es werden Module mit jeweils zwei 1200 V, 25 mΩ SiC-MOSFET-Chips in einem SMPD-Gehäuse gefertigt. Dieses Gehäuse kombiniert niedrige Induktivitäten mit einem niedrigen thermischen Widerstand. Anschließend wird ein Wechselrichter mit diesen Modulen gestaltet sowie die restlichen Komponenten des Generators entsprechend den Anforderungen entwickelt.
- Der zweite Ansatz ist die Realisierung einer Kaskadenschaltung aus mehreren kleineren Generatoren. Hierfür werden kleine Generatoren aus Standardbauteilen mit möglichst hoher Ausgangsleistung entwickelt und anschließend verschaltet, um so die geforderte Ausgangsleistung liefern zu können. Für den Generator werden SiC-Transistoren der neuesten Generation in Gehäusen, welche für den HF-Betrieb optimiert wurden, eingesetzt. Für die Verschaltung der Kaskadenschaltung werden unterschiedliche Varianten untersucht.

Bei einer anschließenden Diskussion werden die Vor- und Nachteile der beiden Ansätze analysiert und die erreichten Ergebnisse verglichen. Hierbei werden neben der erreichten Ausgangsleistung und Effizienz auch die Größe und das Gewicht sowie die Kosten und der Fertigungsaufwand betrachtet.

Abschließend wird zum Test der Generatoren ein induktiver UV-Strahler gefertigt. Dabei handelt es sich um einen quecksilberhaltigen UV-Strahler mit Außenspule für den Mitteldruckbetrieb bei 3 kW Eingangsleistung.

2 Grundlagen

Im folgenden Kapitel werden die Grundlagen für die Entwicklung von Hochleistungshochfrequenzwechselrichtern vorgestellt. Hierzu wird zunächst der aktuelle Stand der Technik betrachtet. Dann werden SiC-Transistoren sowie das Schaltverhalten von MOSFETs diskutiert. Abschließend werden Verfahren zur Schaltentlastung vorgestellt und das Funktionsprinzip des verwendeten Vollbrückenwechselrichters präsentiert.

2.1 Stand der Technik von Hochleistungshochfrequenzwechselrichtern

Industriell werden Hochleistungs-Hochfrequenzwechselrichter am häufigsten in Plasmareaktoren für die Plasma-Prozesstechnologie eingesetzt. Diese werden jedoch aufgrund der frei nutzbaren industriellen Frequenzen bei 13,56 MHz und 27,12 MHz des ISM-Bandes (vergleiche [13]) meist mit höheren Frequenzen betrieben [14]. Da die Plasma-Prozesstechnologie sehr weit verbreitet ist und viele Anwendungen auf ihr basieren, sind die Generatoren für diesen Frequenzbereich deutlich weiter entwickelt als Generatoren für den Frequenzbereich zwischen 2 bis 3 MHz. Die verwendeten Stromversorgungen basieren für kleinere Leistungen hauptsächlich auf Klasse-E und für mittlere Leistungen auf Klasse-DE Halbleiterverstärkern. Diese sind auf Lastimpedanzen von 50Ω angepasst, um Methoden und Bauteile der Hochfrequenztechnik verwenden zu können. Üblicherweise kommen Niederspannungstransistoren zum Einsatz, weshalb die Effizienz der Verstärker in der Regel unter 80 % liegt und die sinnvoll realisierbare Ausgangsleistung auf unter 12 kW begrenzt ist. Für die Plasma-Prozesstechnologie sind diese Parameter meistens ausreichend.

Werden größere Leistungen benötigt, werden überwiegend Röhrenverstärker mit einem niedrigen Wirkungsgrad von maximal 65 % eingesetzt. Neben dem schlechten Wirkungsgrad haben Röhrenverstärker weitere Nachteile, weshalb seit geraumer Zeit versucht wird eine alternative Lösung mit Transistorverstärkern zu realisieren. Zum Beispiel beschäftigte sich DE VRIES mit Klasse DE Wechselrichtern für Schaltfrequenzen bis 10 MHz. Sein Fokus lag auf der Entwicklung einer optimierten Methode zur Schwingkreisberechnung sowie der Untersuchung des Einflusses der unterschiedlichen parasitären Komponenten der MOSFETs. Er stellte einen Prototypen mit 1 kW Ausgangsleistung bei einer Schaltfrequenz von 5 MHz vor. Dabei konnte er eine Effizienz von 91% erreichen [5]. Des Weiteren stellte FUJITA einen Vollbrückenwechselrichter vor, welcher eine Ausgangsleistung von 6 kVA für induktive Plasmen bei einer Schaltfrequenz von 2 MHz liefern kann

[15]. Dieser verwendet spezielle Hochfrequenz-MOSFET-Module (ORIGIN ELECTRIC, Tokyo, Japan [16]) mit einer maximalen Sperrspannung von 600 V und einem Durchlasswiderstand von 150 mΩ. Ihm gelang es bei einer Eingangsspannung von 400 V, 4,8 kW in ein induktives Niederdruckplasma zu speisen und dabei eine Effizienz von 89% zu erreichen. Die Zwischenkreisspannung lag bei DE VRIES sowie FUJITA bei maximal 400 V, was den Leistungs-MOSFETs aus Silizium geschuldet war. Eine Lösung mit Leistungstransistoren auf Basis von SiC stellte HÄHRE vor [12]. Dieser konnte durch den Einsatz von SiC-JFETs einen induktiven UV-Strahler mit einer Leistung von 1 kW bei einer Anregungsfrequenz von 2 MHz betreiben. Jedoch war es ihm nicht möglich die Ausgangsleistung seiner Wechselrichter deutlich über 1 kW zu steigern. Mit den eingesetzten Transistoren, der Gestaltung des Wechselrichters sowie der Ansteuerung über Optokoppler war die Ausgangsleistung auf unter 1,5 kW begrenzt, bei einem maximalen Wirkungsgrad unter 90%.

2.2 Halbleitermaterialien mit großer Bandlücke

Seit vielen Jahren wird an Halbleitern mit großer Bandlücke, sowie den daraus bestehenden Bauteilen geforscht. An diesen Materialien besteht großes Interesse, da sie erhebliche Leistungssteigerungen gegenüber Silizium versprechen. Die Möglichkeit bei höheren Temperaturen, höheren Leistungsdichten, höheren Spannungen und höheren Frequenzen zu arbeiten, macht sie für den Einsatz in elektronischen Systemen sehr interessant. Zwei sehr wichtige Halbleiter mit großer Bandlücke, die sowohl für Schalt- als auch für HF-Leistungsanwendungen zukunftsweisend sind, sind Gallium-Nitrid (GaN) und SiC. Tabelle 2.1 zeigt ausgewählte Materialparameter von Si, SiC in der 4H-Kristallstruktur sowie GaN im Vergleich.

Tabelle 2.1: Vergleich ausgewählter Materialparameter von Si, 4H-SiC und GaN [17–19].

Material	Si	4H-SiC	GaN
Bandlücke E_G	1,11 eV	3,26 eV	3,4 eV
kritische Feldstärke E_{krit}	0,3 MV/cm	2,8 MV/cm	3,5 MV/cm
Elektronenmobilität μ_e	1350 cm ² /Vs	900 cm ² /Vs	1250 cm ² /Vs
Löchermobilität μ_p	600 cm ² /Vs	100 cm ² /Vs	200 cm ² /Vs
Sättigungsdriftgeschwindigkeit v_{sat}	1 · 10 ⁷ cm/Vs	22 · 10 ⁷ cm/Vs	25 · 10 ⁷ cm/Vs
thermische Leitfähigkeit κ_{th}	1,5 W/(cm ² ·K)	4,9 W/(cm ² ·K)	1,3 W/(cm ² ·K)

Durch die größere Bandlücke E_G , die höhere kritische Feldstärke E_{krit} und die bessere thermische Leitfähigkeit κ_{th} lassen sich Bauteile mit wesentlich besseren Eigenschaften gegenüber Si-Bauelementen realisieren. Wie in der Einleitung bereits erwähnt, resultieren die größere Bandlücke und die größere kritische Feldstärke in dünneren Chips,

verglichen mit Si-FETs mit identischer maximaler Sperrspannung. Über das Verhältnis aus der Chipdicke zur Chipfläche wird der Durchlasswiderstand bestimmt, was dem spezifischen Kanalwiderstand pro Chipfläche entspricht. Durch einen deutlich geringeren spezifischen Kanalwiderstand haben die SiC-Transistoren bei gleicher Fläche kleinere Durchlasswiderstände oder bei identischer Chipfläche einen geringeren Durchlasswiderstand. Daraus folgt, dass Bauteile mit identischem Durchlasswiderstand und identischer maximaler Sperrspannung aus SiC wesentlich kleiner sind und daher kleinere Bauteilkapazitäten haben [20, 21]. Sollen hohe Leistungen bei hohen Schaltfrequenzen umgesetzt werden, sind Bauteile mit möglichst kleinen Bauteilkapazitäten bei gleichzeitig möglichst niedrigem Durchlasswiderstand und möglichst hoher maximaler Sperrspannung nötig.

Beim Vergleich der Materialparameter in Tabelle 2.1 scheint GaN noch wesentlich besser für hochfrequente Anwendungen geeignet. Lediglich bei der thermischen Leitfähigkeit bietet SiC bessere Werte. Jedoch ist es aktuell noch nicht möglich, homoepitaxiale GaN-Wafer mit geringer Fehlerrate wirtschaftlich herzustellen. Daher basieren aktuell verfügbare GaN-Bauteile üblicherweise auf heteroepitaxialen GaN-auf-SiC- bzw. GaN-auf-Si-Wafern [22]. Basierend auf den heteroepitaxialen Wafern lassen sich lediglich laterale Bauelemente realisieren. Bei lateralen Bauelementen steigt jedoch bei Erhöhung der maximalen Sperrspannung die Größe des Bauelementes mehr als bei vertikalen Bauelementen. Daher sind GaN-Transistoren aktuell nur bis 600 V maximaler Sperrspannung verfügbar.

Die ersten kommerziell verfügbaren SiC-Bauteile waren 600 V SiC-Schottky-Dioden, welche INFINEON 2001 einführte. In den nachfolgenden Generationen von SiC-Schottky-Dioden konnten die Sperrspannungen erhöht sowie die Kapazitäten und damit die Schaltzeiten reduziert werden. Im Bereich der Halbleiterschalter bis 1200 V wurden zunächst hauptsächlich JFETs vorgestellt. Dabei handelt es sich für gewöhnlich um selbstleitende (engl. normally-on) Bauteile. Selbstleitende Bauteile haben allerdings anwendungsseitige Nachteile bezüglich der Schaltungsrealisierung und -sicherheit, sowie der damit zusammenhängenden Gate-Ansteuerung. Mit der Einführung des MOSFET durch CREE verloren daher die JFETs an Bedeutung.

2.3 Siliziumkarbid-Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor

Die Vergangenheit hat gezeigt, dass sich in der Leistungselektronik immer das selbstsperrende Bauteil auf lange Sicht durchsetzt. Somit waren die ersten verfügbaren selbstleitende JFETs lediglich eine Übergangslösung, bis die Herausforderungen bei der Entwicklung des MOSFETs überwunden wurden. MOSFETs sind selbstsperrend, besitzen eine intrinsische Freilaufdiode und einen isolierten Gate-Kontakt. Dadurch reduziert sich im Vergleich zu einem JFET der Schaltungsaufwand zur Kurzschlusssicherung. Zusätzlich ist der MOSFET spannungsgesteuert, wodurch die Ansteuerung vereinfacht wird. Eine Übersicht der Entwicklungsschritte von SiC-MOSFETs von 1992 bis 2002 wurde von COOPER [23] zusammengestellt, inklusive der wichtigsten Bauteilstrukturen. Üblicherweise werden SiC-MOSFETs als planare DMOSFETs gefertigt, wie in Abbildung 2.1 dargestellt. Der SiC-MOSFET wird seit 2010 von CREE bis $U_{DS\ max} = 1700\ V$ angeboten.

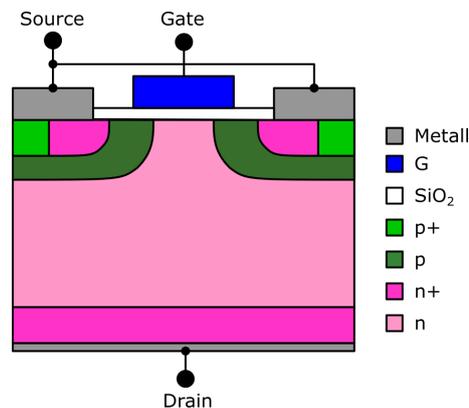


Abbildung 2.1: Querschnitt einer planaren DMOSFET-Zelle, gemäß [23, 24].

Die nächste Weiterentwicklung der SiC-MOSFET-Technologie ist die Herstellung von FETs mit Trench-Technologie [25, 26]. Hiermit lässt sich der spezifische Kanalwiderstand der Transistoren nochmals reduzieren und Bauteile mit wesentlich niedrigeren Durchlasswiderständen realisieren, welche zusätzlich eine geringere Temperaturabhängigkeit zeigen. Mit Transistoren in Trench-Technologie sollten daher höhere Schaltfrequenzen und niedrigere Durchlassverluste möglich sein. Durch die geringere Temperaturabhängigkeit des Durchlasswiderstands kann die Kühlleistung reduziert werden, ohne die Durchlassverluste zu erhöhen. Des Weiteren kann durch den Einsatz der Trench-Technologie die Zuverlässigkeit und Leistungsfähigkeit der intrinsischen Freilaufdiode sowie der Gate-Oxidschicht erhöht werden [27]. Bei der in dieser Arbeit verwendeten resonanten Vollbrückentopologie, welche in Abschnitt 2.6 vorgestellt wird, ist eine zuverlässige Freilaufdiode besonders wichtig, da diese während des Kommutierungsvorgangs den Laststrom führt. Trench-SiC-MOSFETs sind seit 2014 von ROHM als DOUBLE-TRENCH-Bauteil (Abbildung 2.2 (b)) und seit 2018 von INFINEON als COLLSiC™ (Abbildung 2.2 (a)) verfügbar.

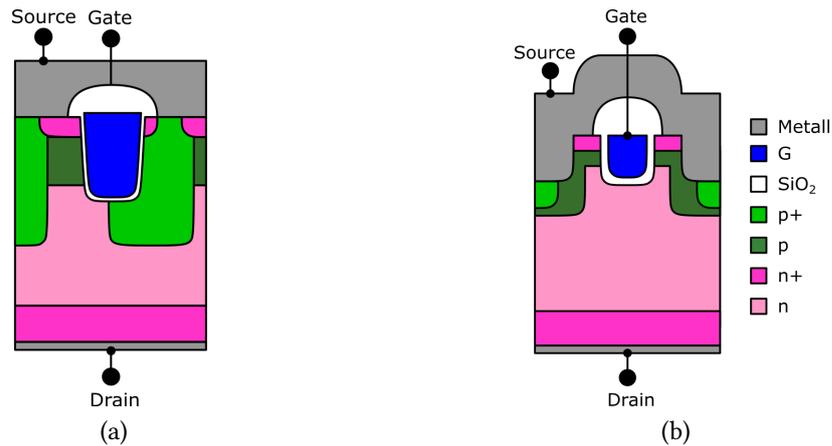


Abbildung 2.2: Querschnitt zweier Trench MOSFET-Zellen, (a) INFINEON COLLSiC™ gemäß [28] und (b) ROHM DOUBLE-TRENCH gemäß [27].

SiC-MOSFETs werden wie Si-MOSFETs mit bipolarer Gate-Spannung ein- und ausgeschaltet, jedoch haben die SiC-MOSFETs eine geringere Transkonduktanz g_{fs} [29]. Daher muss bei SiC-MOSFETs eine höhere Gate-Spannung angelegt werden, um den FET vollständig einzuschalten und einen niedrigen Durchlasswiderstand zu erreichen. Trotz höherer Gate-Spannung wird aufgrund der sehr geringen Chipgröße eine wesentlich niedrigere Gate-Ladung benötigt. Dennoch ist die Leistung, welche zum Umladen der Gate-Kapazität benötigt wird, nicht zu vernachlässigen, da diese zum Teil im internen Gate-Vorwiderstand und damit der Gate-Struktur des Chips in Wärme umgesetzt wird. Dies ist im Hinblick auf die Zuverlässigkeit des Gate-Oxids problematisch. Die Kombination aus hoher Gate-Spannung und Wärmeentwicklung kann zu einer Schädigung der Gate-Oxids führen, so dass es mit anhaltender Nutzungsdauer leitend wird und der Kanal nicht mehr vollständig durchgeschaltet werden kann [30,31]. Dass dieser Effekt nicht zu vernachlässigen ist, wurde von NGUYEN und NI [32,33] gezeigt.

2.4 Verlustbetrachtung

Beim Betrieb des Wechselrichters entstehen in den Halbleitern Durchlass- und Schaltverluste. Die momentane Verlustleistung des Transistors $p_{\text{loss}}(t)$ kann als Produkt der Transistorspannung $u_{DS}(t)$ und des Transistorstroms $i_D(t)$ nach (2.1) berechnet werden.

$$p_{\text{loss}}(t) = u_{DS}(t) \cdot i_D(t) \quad (2.1)$$

Dabei ergeben sich die Durchlassverluste $P_{\text{loss,con}}$ als Produkt aus temperaturabhängigen Kanalwiderstand mit dem Quadrat des Drain-Stroms:

$$P_{\text{loss,con}} = R_{DS(\text{on})}(T) \cdot I_D^2 \quad (2.2)$$

2 Grundlagen

Die Schaltverluste hingegen werden von einigen Faktoren beeinflusst. Diese entstehen durch den nicht idealen Übergang vom ein- zum ausgeschalteten Zustand und hängen davon ab, wie schnell Strom und Spannung geändert werden können. Durch Integration von (2.1) über den Zeitraum des Schaltvorganges, kann die Schaltverlustenergie $E_{\text{on/off}}$ nach (2.3) bestimmt werden.

$$E_{\text{on/off}} = \int_{t_1}^{t_2} p_{\text{loss}}(t) dt \quad (2.3)$$

In Abbildung 2.3 sind die idealisierten Kurvenverläufe des Ein- und Ausschaltvorganges eines MOSFETs an einer induktiven Last mit Freilaufdiode dargestellt. Der Einschaltvorgang ist jeweils definiert von $1/10 \cdot I_D$ bis $1/10 \cdot U_{DS}$ und der Ausschaltvorgang von $1/10 \cdot U_{DS}$ bis $1/10 \cdot I_D$.

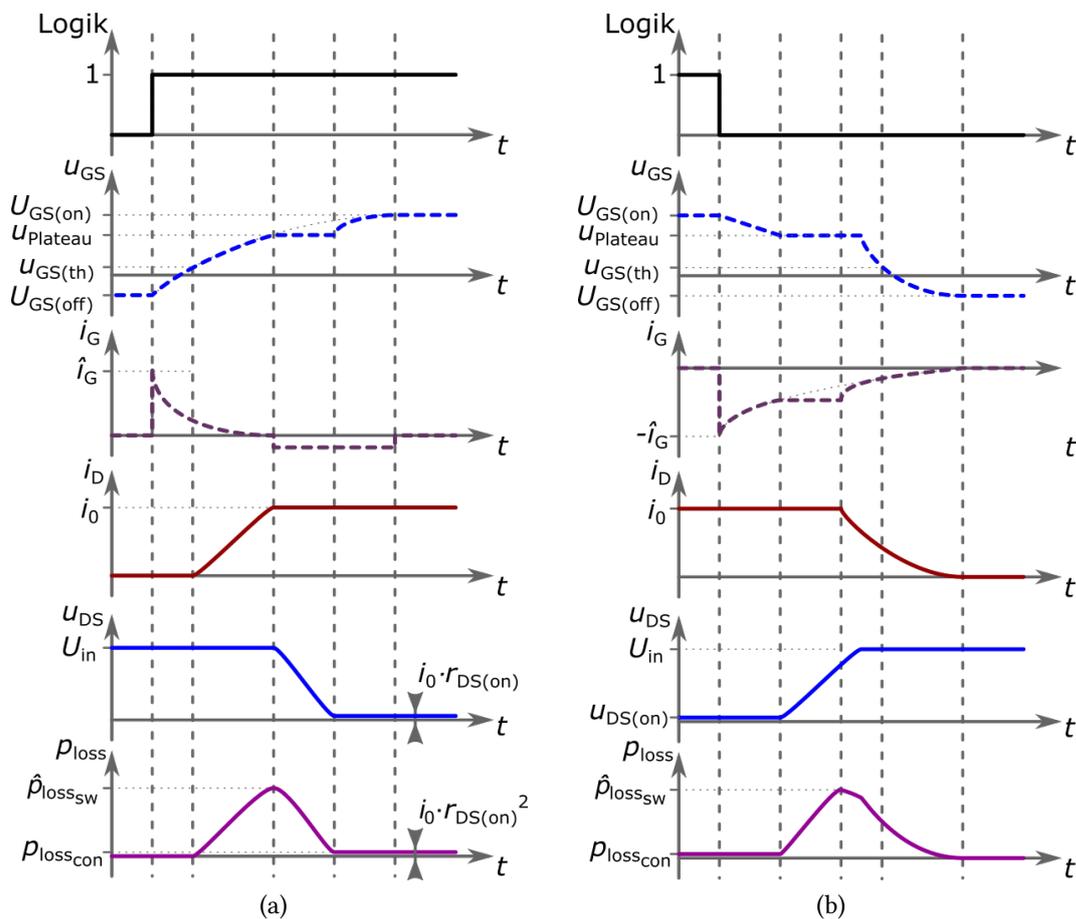


Abbildung 2.3: Kurvenverläufe für den (a) Einschalt- und (b) Ausschaltvorgang eines Leistungs-MOSFET mit induktiver Last, gemäß [34].

Der Einschaltvorgang beginnt mit einem Logik-Signal am Eingang des Gate-Treibers. Daraufhin beginnt der Gate-Treiber seinen Ausgang von $U_{GS(\text{off})}$ auf $U_{GS(\text{on})}$ zu ziehen. Dafür muss die Eingangskapazität C_{iss} des FETs umgeladen werden. Die dafür benötigte Dauer wird vom Gate-Strom i_G , sowie dem Gate-Vorwiderstand R_G bestimmt. Mit Erreichen der

Gate-Schwellenspannung $U_{GS(th)}$ beginnt der MOSFET-Kanal niederohmig zu werden und den Laststrom zu übernehmen. Nach vollständiger Abkommutierung des Laststroms aus dem Freilaufpfad in den MOSFET-Kanal beginnt die Drain-Source-Spannung u_{DS} zu fallen. Währenddessen bleibt die Gate-Source-Spannung u_{GS} solange konstant auf dem Miller-Plateau $u_{Plateau}$, bis die Gate-Drain-Kapazität entladen ist und die Drain-Source-Spannung der Durchlassspannung entspricht. Erst dann steigt die Gate-Source-Spannung weiter auf ihren stationären $U_{GS(on)}$ Wert an. Der Ausschaltvorgang läuft in umgekehrter Reihenfolge nach dem gleichen Prinzip ab.

Im Folgenden werden die Parameter analysiert [35, 36], welche das Schaltverhalten beeinflussen und üblicherweise im Datenblatt angegeben sind. Zur Veranschaulichung sind diese auch im Ersatzschaltbild (ESB) in Abbildung 2.4 dargestellt.

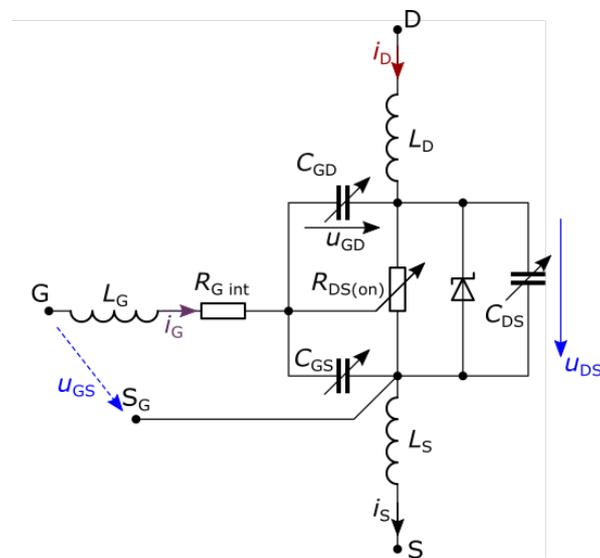


Abbildung 2.4: ESB des MOSFETs als variabler Widerstand mit parasitären Bauteilen.

Die Eingangskapazität C_{iss} wird bei kurzgeschlossener Drain-Source-Strecke zwischen Gate und Source bestimmt. Daher entspricht C_{iss} gemäß (2.4) der Parallelschaltung aus Gate-Source- und Gate-Drain-Kapazität.

$$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD} \quad (2.4)$$

Die Eingangskapazität muss vor dem Einschalten des Transistors bis zur Threshold-Spannung $U_{GS(th)}$ aufgeladen und vor dem Ausschalten auf die Plateau-Spannung $u_{Plateau}$ entladen werden. Daher hat die Impedanz der Treiberschaltung L_G und R_G , die Größe des Gate-Stroms i_G sowie die Kapazität von C_{iss} einen direkten Einfluss auf die Ein- und Ausschaltverzögerungen und damit auf die Schaltverluste.

Die Ausgangskapazität C_{oss} kann bei kurzgeschlossener Gate-Source-Strecke zwischen Drain und Source bestimmt werden. Daher entspricht C_{oss} gemäß (2.5) der Parallelschaltung aus Drain-Source- und Gate-Drain-Kapazität.

$$C_{oss} = C_{DS} + C_{GD} \quad (2.5)$$

Die Kapazität von C_{oss} ist hauptsächlich bei weich schaltenden Anwendungen interessant, da sie zur Resonanzkapazität addiert werden muss und damit Einfluss auf die Resonanzfrequenz des Schwingkreises haben kann.

Abschließend kann noch die Rückwärtsübertragungskapazität C_{rss} zwischen den Drain- und Gate-Anschlüssen bestimmt werden, wobei der Source-Anschluss mit der Masse verbunden ist. Demnach entspricht C_{rss} der Gate-Drain-Kapazität und wird oft auch als Miller-Kapazität bezeichnet. Die Größe von C_{rss} ist einer der entscheidenden Parameter bei der Betrachtung der Schaltverluste, da dieser im hart geschalteten Betrieb erheblichen Einfluss auf die Anstiegs- und Abfallzeiten der Drain-Source Spannung hat.

Neben den genannten Kapazitäten beeinflussen auch die Induktivitäten des Gehäuses sowie der Bonddrähte das Schaltverhalten. Dabei muss zwischen der Gate-Induktivität und der Drain- bzw. Source-Induktivität unterschieden werden. Die Gate-Induktivität begrenzt die Änderung des Gate-Stroms und die Drain- bzw. Source-Induktivitäten haben Einfluss auf den Laststrom.

Für schnelles Schalten optimierte Gehäuse haben neben den drei üblichen Anschlüssen noch einen zusätzlichen vierten Treiber-Source-Anschluss S_G , wie in Abbildung 2.4 skizziert. Dabei werden zusätzliche Bonddrähte vom Chip zu dem Anschluss geführt und dadurch die beiden Source-Anschlüsse induktiv entkoppelt. Somit soll verhindert werden, dass Störungen aus dem Leistungspfad in den Ansteuerpfad einkoppeln. Je nach Hersteller wird dies als Kelvin-Source oder Driver-Source bezeichnet.

Da die Schaltverlustenergie jeweils beim Ein- und Ausschalten in Wärme umgesetzt wird, ist die Schaltverlustleistung $P_{loss_{sw}}$ gemäß (2.6) direkt proportional zur Schaltfrequenz f_{sw} .

$$P_{loss_{sw}} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f_{sw} \quad (2.6)$$

Bei sehr hohen Schaltfrequenzen übersteigt die Schaltverlustleistung die thermisch maximal abführbare Verlustleistung der Transistoren. Deshalb ist ein solcher Betrieb physikalisch nicht mehr umsetzbar. Um dennoch Wechselrichter mit Schaltfrequenzen über 2 MHz realisieren zu können, ist es daher notwendig die Schaltverlustleistung durch Schaltentlastungsverfahren zu minimieren.

2.5 Schaltentlastung

Um einen effizienten Betrieb des Wechselrichters zu gewährleisten und um die maximal abführbare Verlustleistung der Leistungstransistoren nicht zu überschreiten, müssen die Durchlass- und die Schaltverluste minimiert werden. Dies kann durch Schaltentlastungsverfahren umgesetzt werden. Mittels Nullspannungs- (ZVS - engl. „zero voltage switching“) und Nullstromschaltens (ZCS - engl. „zero current switching“) ist es möglich, die Überlappung von Transistorstrom und -spannung stark zu reduzieren. Beim ZVS wird der Transistor erst eingeschaltet, wenn die Spannung über ihm vollständig abgebaut ist. Beim Ausschalten hingegen wird der gesamte Laststrom abgeschaltet und auf die Ausgangskapazität des Transistors kommutiert. Beim ZCS wird der Transistor erst abgeschaltet, wenn der Laststrom vollständig auf die Freilaufdiode kommutiert ist. Dadurch werden die Transistoren immer unter Spannung eingeschaltet und es entstehen hohe Schaltverluste. Insbesondere wenn MOSFETs eingesetzt werden, spielen die Einschaltverluste eine übergeordnete Rolle, da diese üblicherweise deutlich größer als die Ausschaltverluste sind. Somit bietet ZVS größere Vorteile in Hochfrequenzwechselrichtern als ZCS [37]. Daher wird in dieser Arbeit lediglich der ZVS-Betrieb näher betrachtet. Aus diesem Grund sind für die Wechselrichterauslegung lediglich die Ausschaltverluste von Bedeutung. Bei sehr hohen Schaltfrequenzen muss neben der Vermeidung von Einschaltverlusten auch die Ausschaltverlustleistung minimiert werden. Dies lässt sich mit externen Entlastungskapazitäten C_p (engl. snubber capacitor) parallel zur Drain-Source-Strecke der FETs erreichen. Dadurch reduziert sich die Flankensteilheit der Drain-Source-Spannung und die Abfallzeit des Drain-Stroms wird minimiert. Somit wird das Produkt aus Transistorstrom und -spannung minimal. Abbildung 2.5 zeigt die prinzipiellen Kurvenverläufe des Ausschaltvorgangs mit C_p , wobei i_{sn} den Strom durch den Snubber-Kondensator C_p zeigt. Deutlich zu sehen ist, dass die Überlappung der Drain-Source-Spannung und des Drain-Stroms reduziert wurde.

Beim Vergleich der Kurvenverläufe in Abbildung 2.5 mit denen vom hart geschalteten Betrieb in Abbildung 2.3 (b) wird deutlich, dass sich durch den Einsatz von C_p drei Punkte verändern. Zum ersten wird die Flankensteilheit der Drain-Source-Spannung deutlich reduziert. Daraus resultiert die zweite Änderung: das Miller-Plateau ist stark verkürzt. Wie BALIGA für den hart geschalteten Betrieb analysiert [17], lädt der Gate-Strom während des Miller-Plateaus C_{GD} auf, bis die Drain-Source-Spannung gleich der Eingangsspannung des Wechselrichters ist, da diese der Sperrspannung des ausgeschalteten Zustandes entspricht. Im Gegensatz dazu beeinflusst beim weichen Schalten mit Snubber-Kondensator die Spannung über dem Snubber-Kondensator das Schaltverhalten und nicht mehr die Eingangsspannung. Da die Flankensteilheit der Drain-Source-Spannung deutlich reduziert ist, ist der Punkt, an dem die Drain-Source-Spannung der Spannung über dem Snubber-Kondensator entspricht, schnell erreicht. Dies resultiert in einer minimalen Spannungsdifferenz, auf welche C_{GD} während des Miller-Plateaus geladen werden muss. Daher gibt es beim Ausschalten mit C_p lediglich ein sehr kurzes Miller-Plateau.

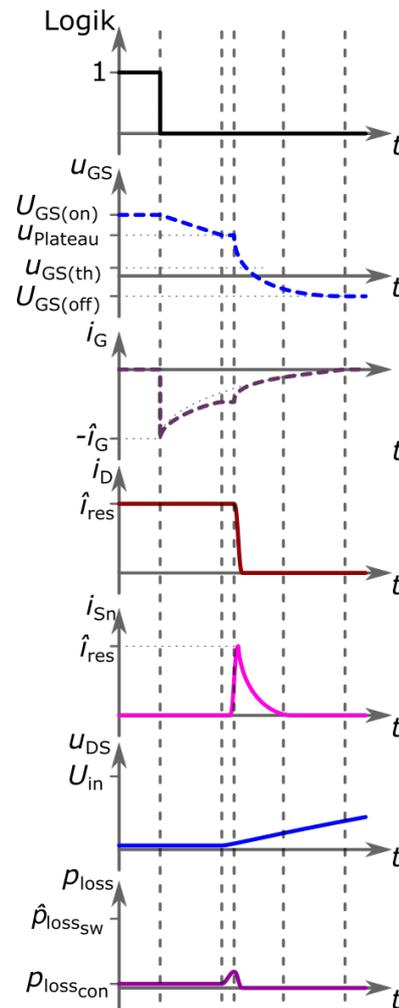


Abbildung 2.5: Idealierte Kurvenverläufe für den Ausschaltvorgang eines Leistungsmosfet mit externer Entlastungskapazität C_p .

Die dritte Änderung betrifft die Abfallzeit des Drain-Stroms t_{fall} . Diese ist üblicherweise im Transistor-Datenblatt angegeben oder kann nach (2.7) berechnet werden [38], allerdings nur für den hart geschalteten Betrieb ohne C_p .

$$t_{fall} = R_G \cdot C_{iss} \cdot \ln \left(\frac{U_{GS(off)} - U_{Plateau}}{U_{GS(off)} - U_{GS(th)}} \right) \quad (2.7)$$

Im Gegensatz zum harten Schaltbetrieb muss hier der Transistor jedoch nicht den Strom abschnüren da dieser auf C_p kommutiert, weshalb die Abfallzeit deutlich kleiner ausfällt. In Abbildung 2.6 (a) ist ein Brückenweig mit den Bauteilen des Abschalt- und Kommutierungsvorgangs gegeben. Dabei bezieht sich die Kommutierungsinduktivität L_{komm} auf die Summe der Induktivitäten der Anschlusspins, der Bonddrähte sowie des Chips.

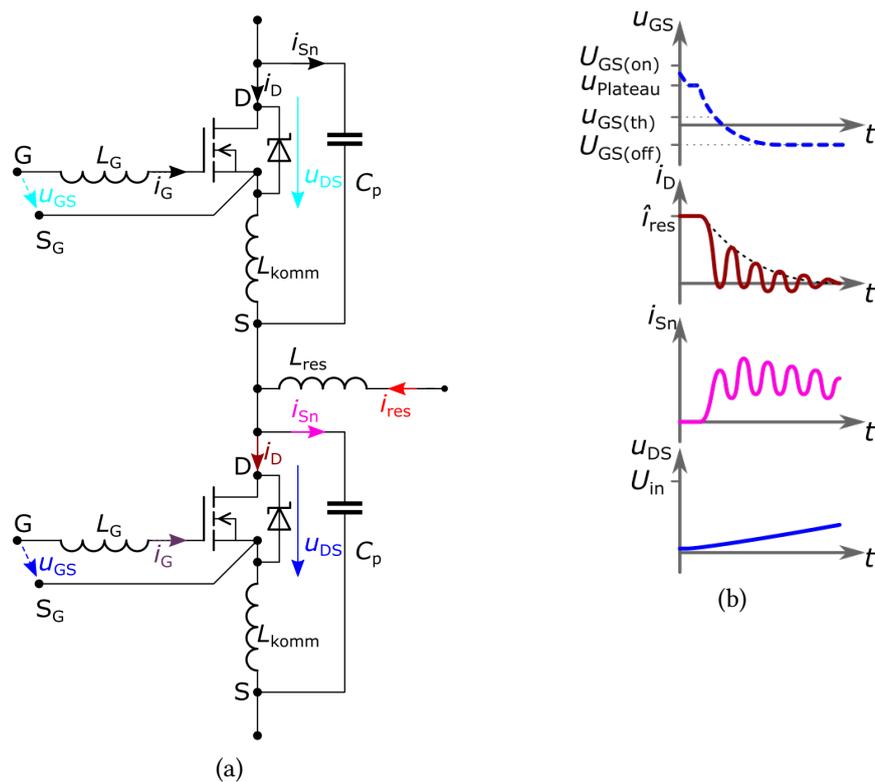


Abbildung 2.6: (a) Resultierender Schwingkreis für die Kommutierung des Laststroms auf die Entlastungskondensatoren. (b) Detaillierte nicht ideale Kurvenverläufe für den Ausschaltvorgang eines MOSFETs mit Snubber-Kapazität C_p .

Für den Ausschaltmoment kann i_{res} als konstant angenommen werden, da dieser durch L_{res} aufrechterhalten wird. Sobald sich der Kanalwiderstand erhöht, beginnt der Resonanzstrom auf C_{DS} zu kommutieren. Sobald die Impedanz von C_{DS} und r_{DS} anfängt zu steigen, sinkt i_D und es wird eine Spannung über der Kommutierungsinduktivität induziert. Somit kann für diesen Moment (2.8) angenommen werden.

$$u_{C_p}(t) = u_{L_{\text{komm}}}(t) + u_{C_{\text{DS}}}(t)$$

$$u_{C_p}(t) = L_{\text{komm}} \cdot \frac{di_D(t)}{dt} + u_{C_{\text{DS}}}(t) \quad (2.8)$$

Über die Abfallzeit des Drain-Stroms kann das minimale $\frac{di_D(t)}{dt}$ berechnet werden und mit der Annahme, dass $u_{C_{\text{DS}}}(t) = u_{C_p}(t) \approx 0$ gilt, kann die Kommutierungsgeschwindigkeit nach (2.9) bestimmt werden.

$$\frac{di_{\text{Sn}}(t)}{dt} = L_{\text{komm}} \cdot \frac{i_{\text{res}}}{t_{\text{fall}}} \quad (2.9)$$

L_{komm} bildet mit C_p und C_{DS} einen Schwingkreis. Die Schwingung ist in Abbildung 2.6 (b) qualitativ veranschaulicht. Die minimale Snubber-Kapazität kann nun mit Hilfe des Schwingkreises abgeschätzt werden. Es muss dafür gesorgt werden, dass die Schwingung ihr erstes Minimum erst erreicht, wenn i_D bereits unter Null gefallen ist. Durch das verkürzte Miller-Plateau gilt in diesem Moment bereits $u_{\text{GS}} \leq U_{\text{GS(th)}}$. Daher sollten alle Ladungsträger aus dem Kanal ausgeräumt sein und, sobald der Strom zu Null wird, wird der Kanal sperren. Bei der anschließenden Schwingung pendelt lediglich Scheinleistung im Schwingkreis. Gemäß (2.10) kann die Zeit für das erste Minimum der resonanten Schwingung berechnet werden.

$$t_{1,\text{Min}} = \frac{1}{4 \cdot f_{\text{res}}} = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{(2 \cdot C_p + C_{\text{DS}}(0\text{V}) + C_{\text{DS}}(U_{\text{in}})) \cdot 2 \cdot L_{\text{komm}}} \quad (2.10)$$

Ausgehend von der Abfallzeit des Drain-Stroms ergibt sich dann (2.11) für die minimale Größe der Snubber-Kondensatoren. Die minimale Größe von C_p ist interessant, da nach (2.13) mit steigender Kapazität auch der Resonanzstrom zunehmen muss, um die Kapazität umzuladen.

$$C_p \geq \frac{t_{\text{fall}}^2}{\pi^2 \cdot L_{\text{komm}}} - \frac{(C_{\text{DS}}(0\text{V}) + C_{\text{DS}}(U_{\text{in}}))}{2} \quad (2.11)$$

Da (2.11) jedoch von vielen Parametern abhängt, welche bei der Auslegung der Schaltung zum Teil noch nicht bekannt sind, kann für die Berechnung der Ausschaltverluste die von HÄHRE [12] hergeleitete Formel (2.12) angewendet werden. Allerdings werden die tatsächlichen Verluste deutlich geringer ausfallen als die nach (2.12) bestimmten.

$$E_{\text{off}} = \frac{\hat{I}_D^2 \cdot t_{\text{fall}}^2}{12 \cdot (C_{\text{oss}} + C_p)} \quad (2.12)$$

2.6 Vollbrückenwechselrichter mit Serienschwingkreis

Abbildung 2.7 zeigt das Schaltbild eines Vollbrückenwechselrichters, welcher mit Hilfe des Serienschwingkreises sowie den parallelen Snubber-Kondensatoren schaltentlastet betrieben werden kann. Dazu werden die Transistoren mit einer festen Tacktung angesteuert und die Resonanzinduktivität L_{res} genutzt um die ZVS-Bedingung zu erfüllen. Der in L_{res} eingepreßte Resonanzstrom i_{res} entlädt die jeweilige Drain-Source-Spannung vollständig über den Ausgangskapazitäten $C_{oss} + C_p$, bevor die Transistoren eingeschaltet werden. Dadurch ist es möglich, die in den Transistorausgangskapazitäten gespeicherte Energie nicht im Kanalwiderstand des Transistors in Wärme umzusetzen, sondern zum Wechselrichterausgang zu speisen.

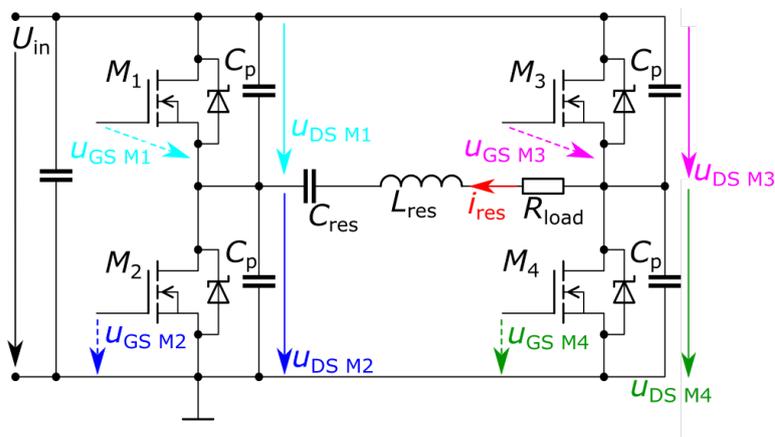


Abbildung 2.7: Schaltplan eines schaltentlasteten Vollbrückenwechselrichters (M_1 bis M_4) mit Serienschwingkreis (C_{res} und L_{res}), Snubber-Kondensatoren (C_p) und Lastwiderstand (R_{load}).

ZVS kann dann erreicht werden, wenn die Schaltfrequenz des Wechselrichters oberhalb der Resonanzfrequenz f_{res} des Schwingkreises liegt und der Phasenwinkel φ des Laststroms ausreichend groß ist, um die Ausgangskapazitäten $C_{oss} + C_p$ innerhalb der Kommutierungszeit t_{komm} umzuladen. Daher muss gemäß (2.13), die durch den Resonanzstrom während des Kommutierungsvorgangs transportierte Ladung mindestens so groß sein wie die Summe der in der Ausgangskapazität gespeicherten Ladung.

$$\bar{i}_{res} \cdot t_{komm} \geq 2 \cdot (C_{oss} + C_p) \cdot U_{in} \quad (2.13)$$

\bar{i}_{res} ist der Mittelwert des während der Kommutierungszeit t_{komm} durch die Induktivität L_{res} fließenden Stroms und die eingangsseitige Gleichspannung (engl. direct current, DC) U_{in} . Die Kommutierungszeit t_{komm} ist in diesem Fall als die Länge der Zeitintervalle (b) und (d) aus Abbildung 2.8 definiert.

Die Schaltintervalle (a) bis (d) in Abbildung 2.9 veranschaulichen das Funktionsprinzip des ZVS-Vollbrückenwechselrichters. Die idealisierten Kurvenverläufe der Ausgangsspannung u_{out} , des Resonanzstroms i_{res} mit den Gate- und Drain-Source-Spannungen der

Transistoren M_1 bis M_4 sind in Abbildung 2.8 dargestellt. Beginnend beim Intervall (a), sind die Transistoren M_1 und M_4 eingeschaltet und leiten den Resonanzstrom durch den Schwingkreis und die Last. Die Transistoren M_2 und M_3 sind ausgeschaltet und sperren U_{in} . Mit dem Ausschalten von M_1 und M_4 beginnt Schaltintervall (b). Der Resonanzstrom kommutiert von M_1 und M_4 auf die jeweiligen Ausgangs- und Snubber-Kondensatoren, was zu einem Anstieg der Drain-Source-Spannungen $u_{DS M1}$ und $u_{DS M4}$ führt. Gleichzeitig werden die Ausgangs- und Snubber-Kondensatoren von M_2 und M_3 entladen und der Strom beginnt auf die Body-Dioden zu kommutieren. Diese Umladung muss vor dem Nulldurchgang des Resonanzstroms abgeschlossen sein, um ZVS zu realisieren. Sobald die Body-Dioden von M_2 und M_3 den Strom übernommen haben können M_2 und M_3 eingeschaltet werden und es beginnt Schaltintervall (c). Schaltintervall (c) ist äquivalent zu Schaltintervall (a) mit dem Unterschied, dass anstelle von M_1 und M_4 die Transistoren M_2 und M_3 eingeschaltet sind und der Resonanzstrom ein anderes Vorzeichen hat. Ebenso verläuft der Übergang von Schaltintervall (c) über (d) zu (a) äquivalent zum Übergang von (a) zu (c) ab.

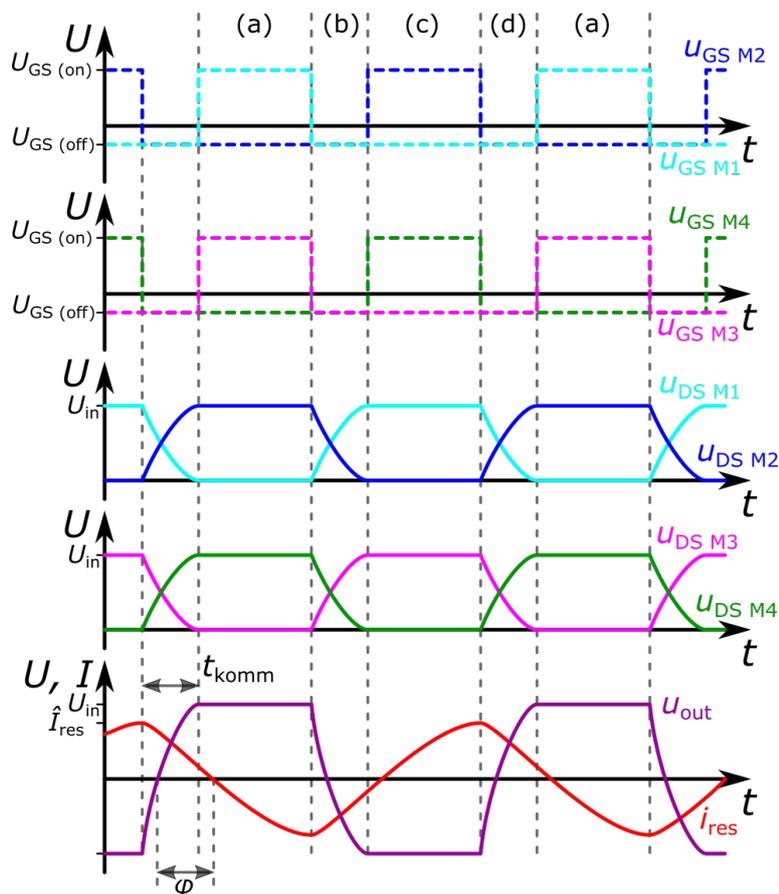
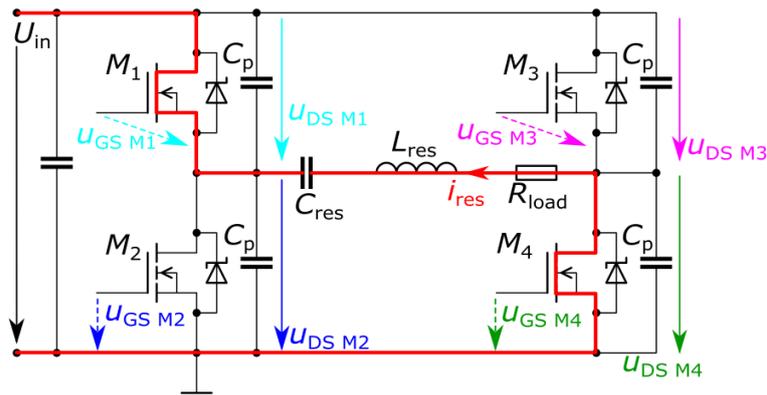
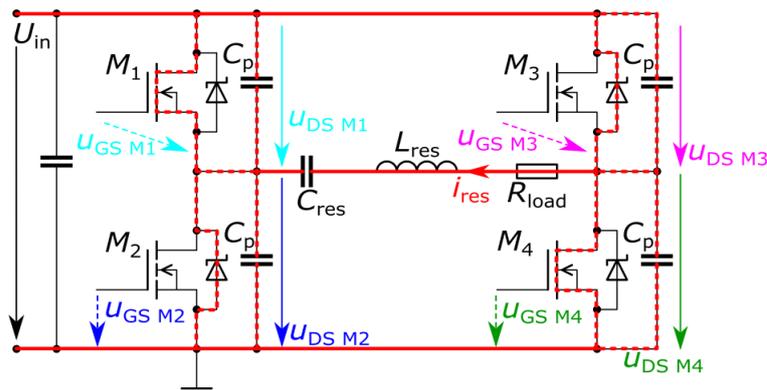


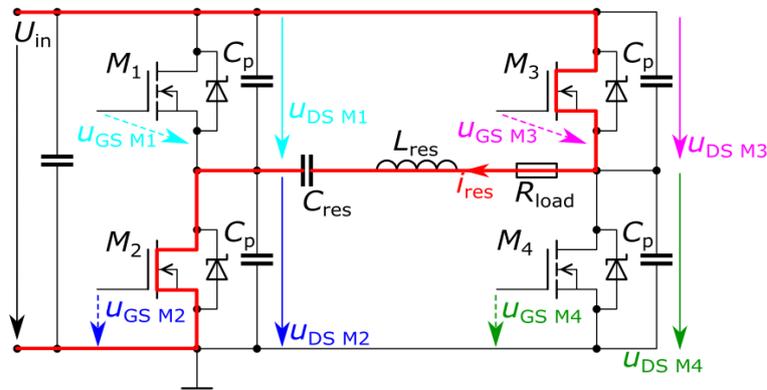
Abbildung 2.8: Kurvenverläufe des Vollbrückenwechselrichters mit Resonanzkreis am Ausgang und Betrieb unter Einhaltung der ZVS-Bedingung.



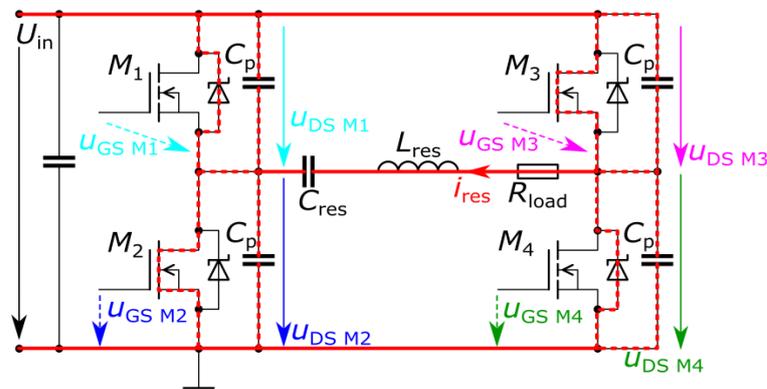
(a)



(b)



(c)



(d)

Abbildung 2.9: Schaltintervalle (a) bis (d) zur Veranschaulichung der Strompfade und der Kommutierungsvorgänge des Vollbrückenwechselrichters im ZVS-Betrieb.

3 Auslegung von MHz-Hochleistungswechselrichtern mit großer Leistung

Im folgenden Kapitel werden zunächst die theoretischen Schritte vorgestellt, welche bei der Auslegung von MHz-Hochleistungswechselrichtern beachtet werden müssen. Anschließend werden Maßnahmen zur Optimierung von Hochfrequenzwechselrichtern analysiert, welche umgesetzt werden müssen um die Ausgangsleistung steigern zu können. Dann werden die Auslegungsschritte für eine 25 kW- sowie für eine 2,5 kW-Einheit ausgeführt und mittels Simulation verifiziert. Abschließend wird die Vorgehensweise zur Realisierung einer Kaskadenschaltung vorgestellt und es werden die theoretischen Überlegungen simuliert.

3.1 Bauteilgütezahlen

Abgesehen von den üblichen Datenblattwerten, wie maximale Sperrspannung, maximaler Durchlassstrom und Durchlasswiderstand, können für den Vergleich der Transistoren bauteilspezifische Gütezahlen (engl. figure of merit, FOM) gemäß [39] herangezogen werden. Für den hart geschalteten Betrieb wurden folgende drei Gütezahlen definiert. Die klassische Bauteilgütezahl (FOM) (3.1), die Hochfrequenzgütezahl (engl. Baliga high frequency FOM, BHFFOM) (3.2) [40] und die neue Hochfrequenzgütezahl (engl. new high frequency FOM, NHFFOM) (3.3) [39].

$$\text{FOM} = Q_G \cdot R_{\text{DS(on)}} \quad (3.1)$$

$$\text{BHFFOM} = (R_{\text{DS(on)}} \cdot C_{\text{iss}})^{-1} \quad (3.2)$$

$$\text{NHFFOM} = (R_{\text{DS(on)}} \cdot C_{\text{oss}})^{-1} \quad (3.3)$$

Da es jedoch nur wenig praktikabel ist, für den hart geschalteten Betrieb definierte FOMs zur Bewertung von Bauteilen und Bauteiltechnologien in resonanten und weichschaltenden Anwendungen zu vergleichen, werden diese FOMs hier nicht weiter betrachtet. Stattdessen wird die „*soft-switching*“ FOM angewendet. Diese wurde von REUSCH [41] gemäß (3.4) als alternative Gütezahl für weichschaltenden Anwendungen vorgestellt.

$$\text{FOM}_{\text{ss}} = (Q_{\text{oss}} + Q_g) \cdot R_{\text{DS(on)}} \quad (3.4)$$

Diese berücksichtigt neben der Gate-Ladung Q_G und dem Durchlasswiderstand $R_{DS(on)}$ auch die Ausgangskapazität C_{oss} . Allerdings kann selbst diese soft-switching FOM nicht uneingeschränkt angewendet werden, da entscheidende Parameter wie der interne Gate-Vorwiderstand oder die Gehäuseinduktivitäten nicht berücksichtigt werden. Dennoch werden die FOM_{ss} -Werte für die Bauteilwahl verglichen, da damit vergleichbare Zahlenwerte generiert werden können, zumindest bei der Verwendung von identischen Gehäusen.

3.2 Gate-Treiber

Ein weiterer Punkt, welcher mit steigender Schaltfrequenz immer entscheidender wird, ist die Gate-Treiberleistung. Diese steigt nach (3.5) linear mit der Frequenz an.

$$P_{Gate} = \frac{Q_G}{\Delta U_{G_{Datenblatt}}} \cdot \Delta U_G^2 \cdot f_{sw} \quad (3.5)$$

Dabei ist ΔU_G die Differenz der Gate-Spannungen zum Ein- und Ausschalten und $\Delta U_{G_{Datenblatt}}$ die im Datenblatt angegebene Differenz der Gate-Spannungen. Für den hart geschalteten Betrieb wird die gesamte Gate-Ladung als Ansteuerleistung umgesetzt. Im resonanten Betrieb ist die Gate-Ladung durch ZVS und die Snubber-Kondensatoren reduziert. Um jedoch einen sicheren Betrieb auch für den Fall, dass die ZVS-Bedingung nicht eingehalten werden kann, gewährleisten zu können, muss der Gate-Treiber sowie dessen Versorgung für die komplette Gate-Ladung ausgelegt werden.

Die Ansteuerung der Transistoren wird mit Gate-Treiber-ICs umgesetzt. Diese werden gemäß dem Schaltplan in Abbildung 3.1 mit den beiden Spannungsleveln $U_{GS(on)}$ und $U_{GS(off)}$ sowie mit den logischen Schaltsignalen versorgt. Die Schaltung sieht eine Unterscheidung zwischen den externen Gate-Vorwiderständen für das Ein- und Ausschalten vor. Hierfür ist auf dem Hin- und Rückweg jeweils ein Gate-Vorwiderstand mit antiparalleler Schottky-Diode platziert. Die beiden Zener-Dioden sind zum Schutz des Gates vor Überspannung vorgesehen. Diese sind im Layout möglichst dicht an den Gate-Anschlusspins zu platzieren.

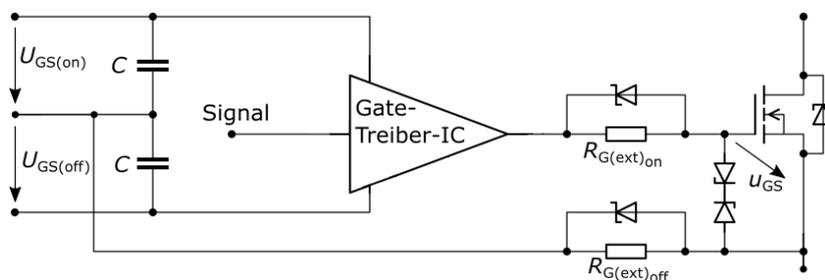


Abbildung 3.1: Schaltplan der Gate-Treiberschaltung zum Betrieb der Transistoren mit den beiden Spannungsleveln $U_{GS(on)}$ und $U_{GS(off)}$.

Die Leistungsversorgung der Gate-Treiber muss für die high-side FETs potentialgetrennt realisiert werden. Um für alle Schalter die gleichen Betriebsparameter zu gewährleisten, wurde auch die Versorgung für die low-side Transistoren potentialgetrennt ausgeführt. Die Gate-Treiberversorgung wurde mit Ringkernen mit sequenzieller Wicklung umgesetzt [12, 42], um die kapazitive Kopplung zwischen den Wicklungen zu minimieren.

3.3 Schwingkreisberechnung für Vollbrückenwechselrichter mit Serienschwingkreis

Für die Schwingkreisauslegung werden die Betriebsparameter, wie Schalt- und Resonanzfrequenz f_{sw} und f_{res} , Ausgangsleistung P_{load} und Phasenwinkel φ , des Wechselrichtersystems bestimmt. Die Vorgehensweise zur Auslegung des Schwingkreises wurde von KAZIMIERCZUK ausführlich beschrieben [43]. Hier werden daher nur die wichtigsten Berechnungsschritte nochmals wiederholt.

Die Resonanzfrequenz f_{res} des Schwingkreises wird gemäß (3.6) berechnet.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_{res} \cdot C_{res}}} \quad (3.6)$$

Der Wechselrichterwiderstand R kann nach (3.7) berechnet werden.

$$R = R_{load} + 2 \cdot R_{DS(on)} + r_{L_{res}} + r_{C_{res}} \quad (3.7)$$

Die Schwingkreisgüte Q_L für den Serienschwingkreis wird gemäß (3.8) berechnet. Die Schwingkreisgüte steht für das Verhältnis zwischen der Blindleistung, welche im Schwingkreis gespeichert ist, und der Wirkleistung, welche der Last zur Verfügung gestellt wird.

$$Q_L = \frac{2\pi \cdot f_{res} \cdot L_{res}}{R_{load}} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{res} \cdot C_{res} \cdot R_{load}} = \sqrt{\frac{L_{res}}{C_{res}}} \cdot \frac{1}{R_{load}} \quad (3.8)$$

Über die DC-Eingangsspannung U_{in} und den Wechselrichterwiderstand kann der DC-Eingangsstrom I_{in} nach (3.9) bestimmt werden.

$$I_{in} = \frac{8 \cdot U_{in}}{\pi^2 \cdot R \cdot \left[1 + Q_L^2 \cdot \left(\frac{f_{sw}}{f_{res}} - \frac{f_{res}}{f_{sw}} \right)^2 \right]} \quad (3.9)$$

Sowie die Eingangsleistung nach (3.10) über die Schwingkreisimpedanz Z_{res} .

$$P_{in} = \frac{8 \cdot U_{in}^2 \cdot R}{\pi^2 \cdot Z_{res}^2 \cdot \left[\left(\frac{R}{Z_{res}} \right)^2 + \left(\frac{f_{sw}}{f_{res}} - \frac{f_{res}}{f_{sw}} \right)^2 \right]} \quad (3.10)$$

Die Strom- und Spannungsbelastung der passiven Komponenten des Schwingkreises kann nach (3.11) bis (3.13) berechnet werden.

$$\hat{I}_{\text{res}} = \frac{4 \cdot U_{\text{in}}}{\pi \cdot Z_{\text{res}} \cdot \sqrt{\left(\frac{R}{Z_{\text{res}}}\right)^2 + \left(\frac{f_{\text{sw}}}{f_{\text{res}}} - \frac{f_{\text{res}}}{f_{\text{sw}}}\right)^2}} \quad (3.11)$$

$$\hat{U}_{\text{C}_{\text{res}}} = \frac{4 \cdot U_{\text{in}}}{\pi \cdot \left(\frac{f_{\text{sw}}}{f_{\text{res}}}\right) \cdot \sqrt{\left(\frac{R}{Z_{\text{res}}}\right)^2 + \left(\frac{f_{\text{sw}}}{f_{\text{res}}} - \frac{f_{\text{res}}}{f_{\text{sw}}}\right)^2}} \quad (3.12)$$

$$\hat{U}_{\text{L}_{\text{res}}} = \frac{4 \cdot U_{\text{in}} \cdot \left(\frac{f_{\text{sw}}}{f_{\text{res}}}\right)}{\pi \cdot \sqrt{\left(\frac{R}{Z_{\text{res}}}\right)^2 + \left(\frac{f_{\text{sw}}}{f_{\text{res}}} - \frac{f_{\text{res}}}{f_{\text{sw}}}\right)^2}} \quad (3.13)$$

Da KAZIMIERCZUK keine Snubber-Kondensatoren zur Minimierung der Ausschaltverluste einsetzt, muss zusätzlich zur Erfüllung der ZVS-Bedingung (3.14) eingehalten werden [12, 43].

$$\hat{I}_{\text{res}} = \frac{-4\pi \cdot f_{\text{sw}} \cdot (C_{\text{oss}} + C_{\text{p}}) \cdot U_{\text{in}}}{\cos(2\pi \cdot f_{\text{sw}} \cdot t_{\text{off}} - \varphi) - \cos(2\pi \cdot f_{\text{sw}} \cdot t_{\delta} - \varphi)} \quad (3.14)$$

Abschließend kann die Ausgangsleistung nach (3.15) bestimmt werden.

$$P_{\text{load}} = \frac{8 \cdot U_{\text{in}}^2 \cdot R_{\text{load}}}{\pi^2 \cdot Z_{\text{res}}^2 \cdot \left[\left(\frac{R}{Z_{\text{res}}}\right)^2 + \left(\frac{f_{\text{sw}}}{f_{\text{res}}} - \frac{f_{\text{res}}}{f_{\text{sw}}}\right)^2 \right]} \quad (3.15)$$

3.4 Optimierung der Wechselrichter

Die bisher vorgestellten Methoden zur Minimierung der Schaltverluste und der daraus resultierenden Steigerung der Schaltfrequenz wurden in ähnlicher Form von HÄHRE eingesetzt [12]. Um jedoch Wechselrichter mit Ausgangsleistungen deutlich über 1 kW realisieren zu können, müssen weitere Schritte zur Minimierung der Verluste umgesetzt werden. Dies bezieht sich zum einen auf die Schaltverluste, welche unter anderem durch für den HF-Betrieb optimierte Gehäusebauformen reduziert werden können, aber auch auf die Verluste in den passiven Komponenten des Schwingkreises sowie des DC-Zwischenkreises. Diese Optimierung muss einerseits vorgenommen werden, um einen hohen Wirkungsgrad zu erzielen. Sie ist aber vor allem notwendig, um die hohe Ausgangsleistung überhaupt realisieren zu können. Sobald die Verluste die maximal abführbare Verlustleistung übersteigen, kann die Ausgangsleistung nicht weiter erhöht werden.

Die Schaltverluste lassen sich wie in Abschnitt 2.2 beschrieben durch kleine Bauteilkapazitäten reduzieren. Allerdings kann die Chipfläche nicht beliebig weit reduziert werden, da dadurch der Durchlasswiderstand erhöht wird. Um dennoch die Schaltverluste weiter reduzieren zu können, müssen die Schaltvorgänge möglichst effizient gestaltet

werden. Dies kann durch Gehäuse, welche für hochfrequentes Schalten optimiert sind, sowie ein optimiertes Leiterplattendesign erreicht werden. Die Gehäuse zeichnen sich durch möglichst kurze Anschlusspins, eine horizontale Positionierung auf der Platine sowie durch einen Treiber-Source-Anschluss aus. Durch die kurzen Anschlusspins und die horizontale Positionierung können niederinduktive Kommutierungspfade realisiert werden, was in reduzierten Überspannungen resultiert. Durch den Treiber-Source-Anschluss wird verhindert, dass Oszillationen und Störungen aus dem Leistungspfad in den Ansteuerpfad koppeln können und umgekehrt. Dadurch kann parasitäres Wiedereinschalten der Transistoren verhindert werden.

Bei der Optimierung des Leiterplattendesigns müssen Methoden der Leistungselektronik mit Methoden der Hochfrequenztechnik kombiniert werden, was HÄHRE [12] versäumt hat. Dieser gestaltete seine Wechselrichter lediglich nach den Methoden der Leistungselektronik und konnte keinen Wirkungsgrad über 90% erreichen. Für eine gute HF-Platindesign sind zusätzlich folgende Punkte zu beachten:

- Alle Verbindungen des Leistungspfades sollten möglichst großflächig und auf mehreren Lagen ausgeführt sein. Die Lagen sind durch umlaufende Durchkontaktierungen miteinander zu verbinden.
- Zur Reduzierung der Kommutierungsinduktivität sollten der Hin- und Rückweg eines Stromkreises immer als Striplines ausgeführt werden. Das heißt, dass die eine Verbindung auf der Oberseite der Platine platziert wird, während die andere Verbindung auf der Unterseite mit den exakt gleichen Abmessungen und direkt darunter angeordnet wird.
- Zur Abschirmung von Messschaltungen sind die Masseflächen durch eine Aneinanderreihung von Durchkontaktierungen zu unterbrechen, um die jeweiligen Strompfade festzulegen.
- Um Reflexionen zu vermeiden, sollten scharfe Kanten vermieden werden. Daher sollten alle Ecken und Kurven von Leiterbahnen mit Radien versehen werden. Dies gilt auch für die Gestaltung der Masseflächen. Zu Veranschaulichung des Effekts durch scharfe Kanten in flächigen Leitern ist in Abbildung 3.2 (a) eine Kupferplatte zur Verbindung mehrerer Vakuumkondensatoren gezeigt. Abbildung 3.2 (b) zeigt ein Wärmebild derselben Kupferplatte beim Betrieb des Wechselrichters bei 3 MHz. Durch Reflexion und überlagerte Ströme kommt es in der rechten oberen Ecke zu einer Erwärmung der Platte.

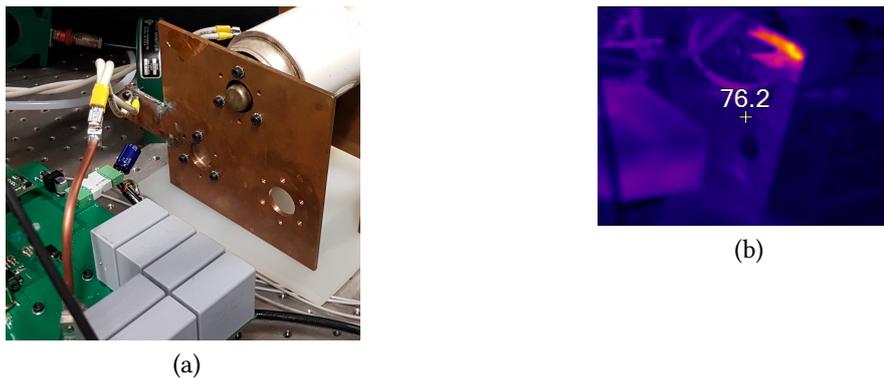


Abbildung 3.2: Zur Veranschaulichung des Resultats eines schlechten Leiterplattendesigns ist in (a) ein Foto einer Kupferplatte zur Verbindung mehrerer Vakuumkondensatoren gezeigt, welche als Schwingkreiskapazität eingesetzt werden, und in (b) ein Wärmebild der Kupferplatte beim Betrieb des Wechselrichters bei 3 MHz.

Werden die oben genannten Punkte berücksichtigt, werden beim Schalten weniger hochfrequente Oszillationen angeregt. Dadurch können die Verluste in den passiven Komponenten reduziert werden, da die Oszillationen im DC-Zwischenkreis sowie im Schwingkreis gefiltert werden. Die Verluste in den passiven Komponenten können durch eine Vergrößerung der Snubber-Kondensatoren und damit Verringerung der Kommutierungsgeschwindigkeit weiter reduziert werden. Hierbei muss ein Kompromiss gefunden werden, da der Blindleistungsanteil erhöht werden muss, um mit größeren Snubber-Kondensatoren dennoch die ZVS-Bedingung erfüllen zu können, was zu höheren Durchlassverlusten führt. In dieser Arbeit wurden die Snubber-Kondensatoren so dimensioniert, dass die Spannungsfanken der Wechselrichter im Nennbetrieb 10 V/ns nicht überschreiten.

Ein weiterer Punkt, welcher bei der Optimierung von Wechselrichtern zu beachten ist, ist die Auslegung des Schwingkreises. In Abschnitt 3.3 wurde die Schwingkreisberechnung nach KAZIMIERCZUK vorgestellt, welche auch von HÄHRE angewandt wurde [12, 43]. Ein entscheidender Parameter ist dabei die Schwingkreisgüte Q_L , welche das Verhältnis aus im Schwingkreis oszillierenden Blindleistung zur Ausgangsleistung vorgibt. Für eine gegebene Lastwiderstand R_{load} kann die Schwingkreisgüte nach (3.8) über das Verhältnis aus Resonanzinduktivität L_{res} zur Resonanzkapazität C_{res} bestimmt werden. Wie in Abschnitt 2.6 beschrieben ist für den ZVS-Betrieb immer ein gewisser Blindleistungsanteil nötig, um die Ausgangskapazität der Transistoren sowie die Snubber-Kondensatoren vor dem Einschalten zu entladen. Gemäß KAZIMIERCZUK sollte $Q_L \geq 2$ gewählt werden, um einen sinusförmigen Resonanzstrom zu erhalten, aus diesem Grund wählte HÄHRE $Q_L \geq 3$ [12, 43]. Diese Auslegung resultiert allerdings in einer großen Resonanzinduktivität, einer kleinen Resonanzkapazität sowie einem erheblichen Blindleistungsanteil. Der große Blindleistungsanteil führt zu einem hohen Resonanzstrom, was die Leitungsverluste im Schwingkreis und die Durchlassverluste in den Transistoren erhöht. Des Weiteren konnte in [44]

gezeigt werden, dass sich die Verluste in den Kapazitäten durch den Einsatz geeigneter Bauteile, Glimmer- beziehungsweise Vakuumkondensatoren, effektiv reduzieren lassen. Dies ist bei Spulen mit großen Induktivitäten deutlich schwieriger. Um eine hohe Wechselrichtereffizienz zu erzielen wurde hier $Q_L = 0,8$ gewählt, wobei gezeigt werden konnte, dass der Resonanzstrom dennoch annähernd sinusförmig ist und der Blindleistungsanteil ausreicht um die ZVS-Bedingung zu erfüllen [45–47]. Zur Veranschaulichung sind in Abbildung 3.7 beziehungsweise 3.12 die Frequenzspektren der Resonanzströme mit $Q_L = 0,8$ und $Q_L = 5$ gegenübergestellt.

Bei der Betrachtung der Verluste der induktiven Komponenten muss zwischen den Kernverlusten und den Verlusten in den Wicklungen unterschieden werden. Ab einer Frequenz von ca. 500 kHz werden die Kernverluste in den induktiven Bauelementen durch die spezifischen Verluste des Kernmaterials bestimmt und nicht über die Sättigungsflussdichte [37, 48]. Daher kommen in dieser Arbeit für die Herstellung der HF-Spulen und der HF-Transformatoren Kerne aus Eisenpulver zum Einsatz. Diese bestehen aus Pulverpartikeln, welche von einer Isolationsschicht umgeben sind und in Formen verpresst werden. Die sehr kleinen, isolierten Partikel führen zu einer Minimierung der Wirbelströme sowie einem über das gesamte Volumen verteilten Luftspalt [49, 50]. Gleichzeitig bleibt jedoch die hohe Sättigungsinduktion des Eisens erhalten, allerdings auf Kosten einer geringen Permeabilität. Die geringe Permeabilität resultiert in einer niedrigen Induktivitätskonstante A_L , diese gibt für einen spezifischen Kern die Induktivität pro Quadratwindung an. Somit muss ein niederpermeabler Kern mit einer größeren Windungszahl ausgeglichen werden.

Die Verluste in den Wicklungen werden im hier betrachteten Frequenzbereich durch den Skin- und den Proximity-Effekt beeinflusst. Der Skin-Effekt beschreibt dabei die Stromverdrängung im Inneren des Leiters und der Proximity-Effekt die Stromverdrängung von benachbarten Leitern. Die Skin-Tiefe δ kann nach (3.16) in Abhängigkeit der material-spezifischen Leitfähigkeit ρ und Permeabilität μ_r berechnet werden [48].

$$\delta(f) = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \mu_r}} \quad (3.16)$$

Der Skin-Effekt kann durch den Einsatz von HF-Litze kompensiert werden. Dies wurde von HÄHRE umgesetzt [12]. Allerdings hat bereits 1943 TERMAN gezeigt, dass die Verwendung von HF-Litze nur bis 2 MHz sinnvoll ist, da oberhalb von 2 MHz die Stromverdrängung in benachbarten Leitern durch den Proximity-Effekt in HF-Litzen dominiert [51]. Aus diesem Grund wurde in dieser Arbeit keine HF-Litze eingesetzt und für die Herstellung der Induktivitäten Kupferlackdraht, Kupferrohr oder Schalllitze verwendet.

3.5 Ansteuerung

Die Ansteuerung der Wechselrichter ist im Blockschaltbild in Abbildung 3.3 veranschaulicht. Die Ansteuereinheit ist dabei auf einem frei programmierbaren IC (engl. Field Programmable Gate Array, FPGA) implementiert. Für die Generierung der Gate-Signale werden die Schaltfrequenz f_{sw} sowie die Totzeit t_{tot} vorgegeben und das Ansteuerprogramm errechnet die Schaltzeitpunkte für die vier FETs. Die ZVS-Überwachung, welche in Abschnitt 3.6 vorgestellt wird und im FPGA der Ansteuerung implementiert ist, benötigt die DC-Eingangsgrößen sowie die Nulldurchgänge des Resonanzstroms und der Ausgangsspannung. Daher werden die Werte vom Wechselrichter an die Ansteuerung übermittelt.

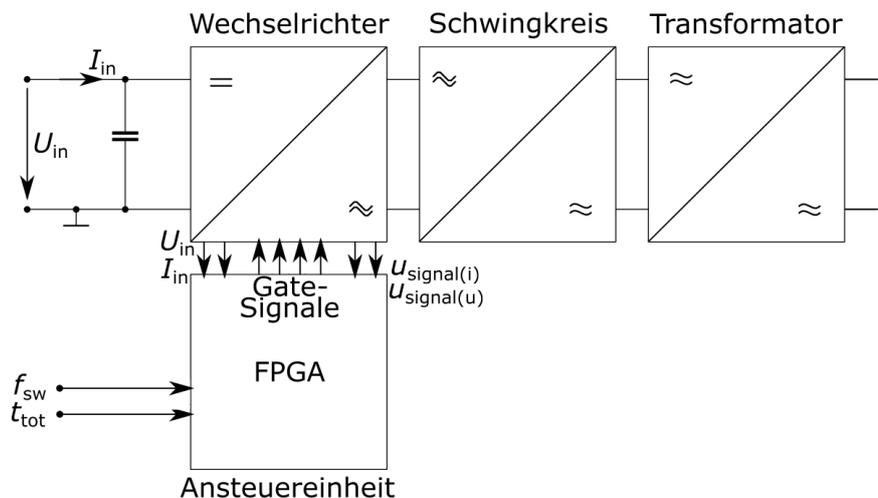


Abbildung 3.3: Blockschaltbild der Wechselrichteransteuerung mit ZVS-Überwachung.

3.6 ZVS-Überwachung

Die Verletzung der ZVS-Bedingung führt innerhalb kürzester Zeit zur Zerstörung des Wechselrichters. Daher wurde in der 25 kW-Einheit eine ZVS-Überwachung implementiert. Die ZVS-Überwachung ist mit passiven Schaltungen zur Erkennung der Nulldurchgänge der Ausgangsspannung und des Resonanzstroms umgesetzt [12]. Die Schaltpläne sind in Abbildung 3.4 gezeigt.

Um den Nulldurchgang der Spannung zu erfassen, werden die Drain-Source-Spannungen der beiden low-side MOSFETs, $u_{DS M2}$ sowie $u_{DS M4}$, erfasst und mittels Komparator verglichen. Zur Sperrung der hohen Spannungen, welche an der Messschaltung anliegen, solange M_2 bzw. M_4 sperren, sind 1200 V-SiC-Schottky-Dioden vorgesehen (D_1 und D_2). Sobald die Ausgangsspannung eines Brückenweiges abfällt, wird die Eingangskapazität des Komparators über den MOSFET entladen und die Eingangsspannung beginnt zu fallen. Gleichzeitig steigt die Spannung des anderen Brückenweiges und mit ihr die Spannung am anderen Komparator-Eingang. Dies resultiert in einem Rechtecksignal am Komparator-Ausgang.

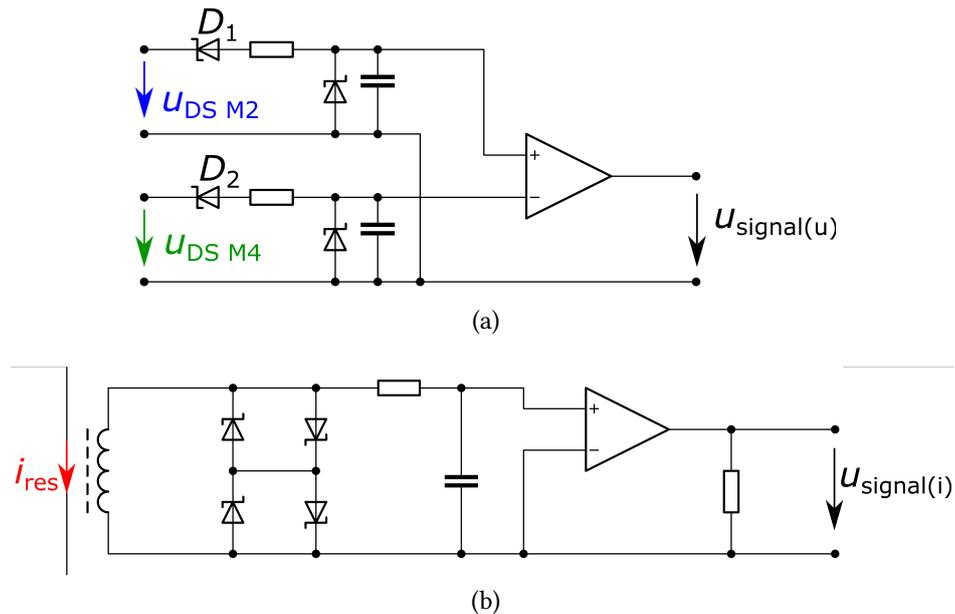


Abbildung 3.4: Schaltpläne der passiven Schaltungen für die ZVS-Überwachung. (a) zeigt die Spannungsnulldurchgangserkennung und (b) die Stromnulldurchgangserkennung [12].

Die Stromnulldurchgänge werden mittels eines Stromwandlers, welcher über Schottky-Dioden abgegriffen wird, bestimmt. Über das Wicklungsverhältnis des Stromwandlers und die Schottky-Dioden kann die Spannung am Eingang des Komparators eingestellt werden. Der Wechselstrom induziert ein Wechselfeld im Stromwandler. Dies resultiert in einer Wechselspannung am Komparator-Eingang und damit auch am Komparator-Ausgang. Die beiden Ausgangssignale können direkt an die Logik-Eingangspins der Ansteuereinheit übertragen werden, wie im Blockschaltbild in Abbildung 3.3 veranschaulicht.

Über den DC-Eingangsstrom und die DC-Eingangsspannung des Wechselrichters kann der aktuelle Betriebspunkt und damit die entsprechende Ausgangsleistung für ein bekanntes Wechselrichtersystem bestimmt werden. Mit diesen Größen kann der Phasenwinkel sowie die Zeitverzögerung der Messschaltungen Δt_u und Δt_i bestimmt werden. Mit Hilfe dieser Parameter können die Zeitfenster für die Gate-Signale festgelegt werden. Der Zeitplan für die Implementierung der ZVS-Überwachung in der Ansteuereinheit ist in Abbildung 3.5 dargestellt. Mit der steigenden Flanke des Gate-Signals wird ein Zähler („counter“) gestartet, um zu überprüfen ob das vorgegebene Zeitfenster eingehalten wurde. Dieser überbrückt zunächst die Zeitverzögerung des Gate-Signals Δt_{Gate} und wartet bis die Signale für die Nulldurchgänge von Strom und Spannung ankommen. Dadurch kann überprüft werden, ob der letzte Einschaltvorgang zwischen dem Spannungs- und dem Stromnulldurchgang stattgefunden hat und damit ob die ZVS-Bedingung erfüllt wurde. Ergänzend kann für den Fall, dass die ZVS-Bedingung nicht erfüllt wurde, geprüft werden, welche der beiden Grenzen verletzt wurde und die Gate-Signale entsprechend nachgeregelt werden.

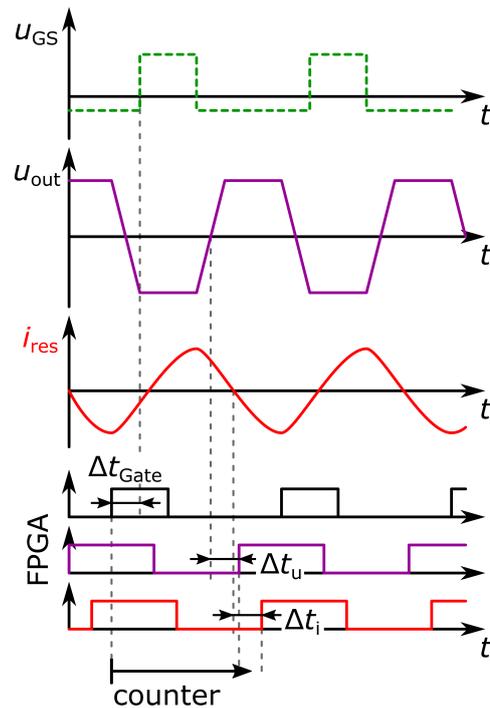


Abbildung 3.5: Zeitplan für die Implementierung der ZVS-Überwachung.

Der Nachteil dieses Verfahrens ist, dass viele Parameter bestimmt und im Ansteuerprogramm implementiert werden müssen, da die Zeitverzögerungen und Totzeiten für unterschiedliche Arbeitspunkte variieren. Der entscheidende Vorteil ist jedoch, dass nur Gleichstrom und -spannung am Eingang des Wechselrichters zu bestimmen sind und nicht die hochfrequenten Ströme und Spannungen in Echtzeit abgetastet und ausgewertet werden müssen.

3.7 Auslegung der 25 kW-Einheit

Im nachfolgenden Abschnitt werden die beschriebenen Schritte für die 25 kW-Einheit umgesetzt und anschließend die Ergebnisse durch elektrische und thermischen Simulationen verifiziert.

3.7.1 Schwingkreisberechnung

Die nachfolgenden Berechnungen werden gemäß Abschnitt 3.3 nach [43] durchgeführt. Die resultierenden Werte sind in Tabelle 3.1 gegeben. Hierfür wurde gemäß den Erklärungen in Abschnitt 3.4 die Schwingkreisgüte zu $Q_L = 0,8$ gewählt und der Phasenwinkel nach [43] zu $\varphi = 30^\circ$. Über eine Wirkungsgradschätzung von $\eta_{\text{ges}} = 90\%$ kann die Eingangsleistung nach (3.17) angenommen werden.

$$P_{\text{in}} = \frac{P_{\text{load}}}{\eta_{\text{ges}}} = 27,78 \text{ kW} \quad (3.17)$$

Mit der Eingangsspannung und der Eingangsleistung kann die Eingangsimpedanz des Wechselrichters nach (3.18) berechnet werden.

$$R = \frac{8 \cdot U_{\text{in}}^2}{\pi^2 \cdot P_{\text{in}}} \cdot \cos^2(\varphi) = \frac{8 \cdot (800 \text{ V})^2}{\pi^2 \cdot 27,78 \text{ kW}} \cos^2(30^\circ) = 14,00 \ \Omega \quad (3.18)$$

Aus der Eingangsimpedanz und dem angenommenem Wirkungsgrad kann die Lastimpedanz nach (3.19) berechnet werden.

$$R'_{\text{load}} = \eta_{\text{ges}} \cdot R = 12,60 \ \Omega \quad (3.19)$$

Da für den Betrieb der Wechselrichter lediglich eine 50 Ω -Hochfrequenzlast zur Verfügung stand, muss nach (3.20) ein Transformator mit einem Übersetzungsverhältnis von $\ddot{u}_{\text{Trafo}} = 1,99$ zur Impedanzanpassung verwendet werden.

$$\ddot{u}_{\text{Trafo}} = \sqrt{\frac{R_{\text{load}}}{R'_{\text{load}}}} \quad (3.20)$$

Die Impedanz des Schwingkreises kann nach (3.21) aus der Differenz von Eingangsimpedanz und Lastwiderstand berechnet werden.

$$r_{\text{res}} = R - R'_{\text{load}} = 1,40 \ \Omega \quad (3.21)$$

Die Resonanzfrequenz kann nach (3.22) über die Phasenwinkel, die Schwingkreisgüte und die Schaltfrequenz bestimmt werden.

$$\frac{f_{\text{sw}}}{f_{\text{res}}} = \frac{1}{2} \left(\frac{\tan(\varphi)}{Q_L} + \sqrt{\frac{\tan^2(\varphi)}{Q_L^2} + 4} \right) = 1,424 \quad (3.22)$$

3 Auslegung von MHz-Hochleistungswechselrichtern mit großer Leistung

Mit der Schwingkreisgüte und der Resonanzfrequenz kann nach (3.23) beziehungsweise (3.24) die Größe der passiven Komponenten des Schwingkreises berechnet werden.

$$L_{\text{res}} = \frac{Q_L \cdot R}{2\pi \cdot f_{\text{res}}} = 1,02 \mu\text{H} \quad (3.23)$$

$$C_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{\text{res}} \cdot Q_L \cdot R} = 8,09 \text{ pF} \quad (3.24)$$

Abschließend kann die maximale Strom- und Spannungsbelastung der Schwingkreis-komponenten nach (3.25) beziehungsweise (3.26) berechnet werden.

$$\hat{U}_{L_{\text{res}}} = \hat{U}_{C_{\text{res}}} = \frac{4 \cdot U_{\text{in}} \cdot Q_L}{\pi} = 815 \text{ V} \quad (3.25)$$

$$\hat{I}_{\text{res}} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{\text{load}}}{R'_{\text{load}}}} = 62,98 \text{ A} \quad (3.26)$$

Tabelle 3.1: Resultierende Werte der Schwingkreisauslegung für die 25 kW-Einheit.

Vorgaben		Resultierende Parameter	
P_{load}	25,00 kW	P_{in}	27,78 kW
η_{ges}	90%	I_{in}	34,73 A
U_{in}	800 V		
f_{sw}	2,5 MHz	f_{res}	1,756 MHz
φ	30°	L_{res}	1,02 μH
		C_{res}	8,09 nF
Q_L	0,8	\hat{I}_{res}	62,99 A
		$\hat{U}_{L_{\text{res}}} = \hat{U}_{C_{\text{res}}}$	5,1 kV
R_{load}	50 Ω	R'_{load}	12,60 Ω
		\ddot{u}_{Trafo}	1,99

3.7.2 Transistorauswahl

Die Schwingkreisauslegung liefert die Parameter für die Auswahl der Transistoren für das SMPD-Halbbrückenmodul, dabei sind folgende Punkte entscheidend:

- Versorgungsspannung:

Um die Strombelastung aller Komponenten möglichst gering zu halten, wird die Versorgungsspannung möglichst hoch gewählt. Da die meisten SiC-MOSFETs eine maximale Sperrspannung von 1200 V haben, wurde eine Eingangsspannung von $U_{\text{in}} = 800 \text{ V}$ gewählt.

- Stromtragfähigkeit:

Gemäß [43] müssen Transistoren mit einer Effektivstromtragfähigkeit von mindestens $I_D = 36 \text{ A}$ sowie einem Maximalstrom über 95 A ausgewählt werden, um die angepeilten 25 kW Ausgangsleistung bei einer Eingangsspannung von 800 V umsetzen zu können.

In Tabelle 3.2 sind die wichtigsten Datenblattangaben von SiC-Leistungstransistoren aufgelistet, die für den Einsatz im SMPD-Modul in Frage kommenden. Es wurden sieben MOSFETs und drei JFETs von unterschiedlichen Herstellern für den Vergleich gewählt. Da die Module während eines Kooperationsprojektes speziell für diese Anwendung entworfen und von IXYS gefertigt wurden, wäre es auch möglich gewesen kleine Chips, welche die oben aufgeführten Mindestanforderungen alleine nicht erfüllen können, parallel einzusetzen. Daher sind in Tabelle 3.2 auch kleinere Transistoren aufgeführt, inklusive der Anzahl der mindestens benötigten parallelen Chips. Eine Parallelschaltung der FETs ist theoretisch möglich, da der Durchlasswiderstand von SiC-Transistoren einen positiven Temperaturkoeffizienten aufweisen. Dennoch kann es durch die hohen Schaltgeschwindigkeiten bei einer Parallelschaltung zu Problemen bezüglich der Stromaufteilung sowie Symmetrisierung der Ansteuerung kommen [52]. Mehrere Chips bieten jedoch den Vorteil, dass die Wärmeverteilung im Modul verbessert wird. Des Weiteren kann die Ansteuerleistung auf mehrere Gates aufteilt werden.

Bei der Betrachtung der Schaltverluste ist zu beachten, dass diese für den hart geschalteten Betrieb angegeben sind und dass sich, aufgrund der unterschiedlichen Nennströme, die Betriebsparameter, für welche die Verluste bestimmt wurden, unterscheiden. Neben den Datenblattwerten sind in Tabelle 3.2 noch der durch die Parallelschaltung resultierende Durchlasswiderstand $R_{DS(on)}$, die Durchlassverluste $P_{loss,con}(I_D = 36 \text{ A})$ bei Nennleistung, die FOM_{ss} -Werte, die Gate-Treiberleistung für $f_{sw} = 2,5 \text{ MHz}$, sowie der Temperaturkoeffizient des Durchlasswiderstands gegeben. Des Weiteren ist die Zeit $\Delta t_{G(off)}$ gegeben, diese entspricht der Dauer welche benötigt wird um C_{GS} mit I_G von $U_{GS(on)}$ bis auf die Threshold-Spannung $U_{GS(th)}$ zu entladen.

Die Temperaturkoeffizienten $\Delta R_{DS(on)}(T_{KK})$ wurden in Abhängigkeit der Kühlkörpertemperatur gemessen. Daraus lässt sich schließen, dass alle vermessenen Transistoren prinzipiell parallelgeschaltet werden können und dass sich mit steigender Kühlkörpertemperatur der Durchlasswiderstand deutlich erhöht, weshalb für ausreichende Kühlung zu sorgen ist. Die benötigten Gate-Treiberleistung P_{Gate} für die Transistoren wurde nach (3.5) für eine Schaltfrequenz von $2,5 \text{ MHz}$ und $\Delta U_G = 23 \text{ V}$ berechnet. Sie muss von der Gate-Treiberversorgung zur Verfügung gestellt werden, was die Effizienz des Wechselrichtersystems reduziert. Zusätzlich resultiert eine große Ansteuerleistung in einer Erwärmung der Gate-Struktur, wodurch diese belastet wird und degradieren kann.

Tabelle 3.2: Gegenüberstellung der typischen Datenblattangaben ausgewählter SiC-FETs für die 25 kW-Einheit. Für die Auswahl wurden die Datenblätter der Transistoren im TO-247 Gehäuse herangezogen [53–61].

Typ	MOSFET				JFET				
	Hersteller	CREE	MICROSEMI	ROHM	USCI	INFINEON			
Bezeichnung	C2M0025120D	C2M0040120D	C2M0080120D	APT50SM120	APT40SM120	SCT2080KE	UJN1205K	UJN1208K	JW120R070T1
$U_{DS,max}$	1200 V	1200 V	1200 V	1200 V	1200 V	1200 V	1200 V	1200 V	1200 V
$I_{D,con}$	90 A	60 A	36 A	47 A	41 A	40 A	38 A	21 A	35 A
$\hat{I}_{DS(pulse)}$	250 A	160 A	80 A	100 A	100 A	80 A	80 A	41 A	114 A
Anzahl	1	1	2	1	2	2	2	3	2
$R_{DS(on)}$	25 m Ω	40 m Ω	80 m Ω	50 m Ω	80 m Ω	80 m Ω	45 m Ω	80 m Ω	70 m Ω
$\Sigma R_{DS(on)}$	25 m Ω	40 m Ω	40 m Ω	50 m Ω	40 m Ω	40 m Ω	22,5 m Ω	26,7 m Ω	35 m Ω
$R_{G(int)}$	1,1 Ω	1,8 Ω	4,6 Ω	0,7 Ω	0,7 Ω	6,3 Ω	5 Ω	6 Ω	1,4 Ω
$U_{GS(th)}$	2,6 V	2,6 V	2,6 V	2,5 V	3 V	2,8 V	-6 V	-7 V	-14,1 V
E_{ON}	1,4 mJ @ $I_D = 50$ A, $V_{DS} = 800$ V	1,0 mJ @ $I_D = 40$ A, $V_{DS} = 800$ V	265 μ J @ $I_D = 20$ A, $V_{DS} = 800$ V	410 μ J @ $I_D = 20$ A, $V_{DS} = 800$ V	435 μ J @ $I_D = 20$ A, $V_{DS} = 800$ V	174 μ J @ $I_D = 10$ A, $V_{DS} = 600$ V	467 μ J @ $I_D = 30$ A, $V_{DS} = 600$ V	202 μ J @ $I_D = 20$ A, $V_{DS} = 600$ V	~ 500 μ J @ $I_D = 20$ A, $V_{DS} = 800$ V
E_{OFF}	0,3 mJ @ $I_D = 50$ A, $V_{DS} = 800$ V	0,4 mJ @ $I_D = 40$ A, $V_{DS} = 800$ V	135 μ J @ $I_D = 20$ A, $V_{DS} = 800$ V	145 μ J @ $I_D = 20$ A, $V_{DS} = 800$ V	130 μ J @ $I_D = 20$ A, $V_{DS} = 800$ V	51 μ J @ $I_D = 10$ A, $V_{DS} = 600$ V	515 mJ @ $I_D = 30$ A, $V_{DS} = 600$ V	210 μ J @ $I_D = 20$ A, $V_{DS} = 600$ V	~ 180 μ J @ $I_D = 20$ A, $V_{DS} = 800$ V
$P_{loss(on)}$	32,4 W	51,84 W	51,84 W	64,80 W	51,84 W	51,84 W	25,16 W	34,60 W	45,36 W
FOM_{SS}	6,00 nC· Ω	6,54 nC· Ω	6,87 nC· Ω	8,58 nC· Ω	12,39 nC· Ω	8,76 nC· Ω	6,60 nC· Ω	6,94 nC· Ω	8,29 nC· Ω
P_{Gate}	4,64 W	3,31 W	3,58 W	5,94 W	9,36 W	8,48 W	8,80 W	7,65 W	6,80 W
$\Delta t_{G(off)}$	11,27 ns	10,20 ns	20,42 ns	11,54 ns	15,47 ns	56,07 ns	13,63 ns	15,31 ns	14,82 ns
$\Delta R_{DS(on)}$	1,98 m Ω /K	2,14 m Ω /K	2,37 m Ω /K	2,3 m Ω /K	2,12 m Ω /K	2,53 m Ω /K	1,96 m Ω /K	2,35 m Ω /K	2,22 m Ω /K

Zusammenfassend können folgende Punkte festgehalten werden:

- Der ROHM SCT2080KE ist aufgrund des großen internen Gate-Vorwiderstandes für den hochfrequenten Betrieb ungeeignet.
- Die beiden MICROSEMI MOSFETs, APT50SM121 bzw. APT40SM121, sowie der INFINEON JFET haben aufgrund ihrer großen Kapazitäten schlechte FOM_{ss} -Werte.
- Am besten sollten der C2M0025120D bzw. zwei UJN1205K FETs für die Anwendung geeignet sein, wobei der MOSFET aufgrund der kapazitiven Ansteuerung sowie seines selbstsperrenden Verhaltens zu bevorzugen ist.

3.7.3 Spice-Simulation

Zur Verifizierung der errechneten Schwingkreisparameter sowie zur Untersuchung des Schaltverhaltens wurde die Schaltung in SPICE (LTSpice XVII, LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION, USA) simuliert. Dabei wurde das Modell des C2M0025120D-Chips ohne Gehäuse verwendet. Die simulierten Kurvenverläufe sind in Abbildung 3.6 gezeigt. Da die ZVS-Bedingung eingehalten wird, der Resonanzstrom sinusförmig ist und die angestrebte Ausgangsleistung in die Last gespeist wird, kann aus den Simulationsergebnissen geschlossen werden, dass die Schwingkreisberechnung korrekt war. Mit den angegebenen Parametern sollte es daher möglich sein, den Wechselrichter zu realisieren.

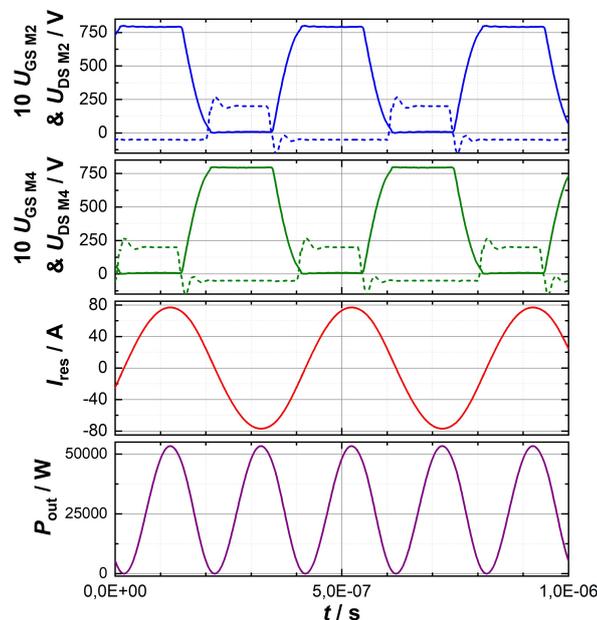


Abbildung 3.6: Simulierte Kurvenverläufe des 25 kW-Vollbrückenwechselrichters bei $f_{sw} = 2,5 \text{ MHz}$, $U_{in} = 800 \text{ V}$, $R'_{load} = 9 \Omega$, $C_{res} = 8,0 \text{ nF}$, $L_{res} = 1,0 \mu\text{H}$ und $C_p = 1500 \text{ pF}$.

3 Auslegung von MHz-Hochleistungswechselrichtern mit großer Leistung

Aufgrund der mit $Q_L = 0,8$ niedriger gewählten Schwingkreisgüte ist die Kurvenform des Resonanzstroms weiter vom idealen Sinus entfernt als bei $Q_L \geq 2$. Zur Veranschaulichung ist in Abbildung 3.7 ein Vergleich der frequenzabhängigen Amplitude des simulierten Resonanzstroms für $Q_L = 0,8$ und $Q_L = 5$ dargestellt, dieser wurde mittels schneller Fourier-Transformation (engl. fast Fourier transformation, FFT) berechnet. Demnach sind die Amplituden der Harmonischen der Schaltfrequenz deutlich erhöht. Dennoch ist die Grundschwingung um 25 dB höher als die dritte Oberwellen bei 7,5 MHz, somit kann immer noch von einem sinusförmigen Signal gesprochen werden. Allerdings gilt es zu berücksichtigen, dass der erhöhte Oberschwingungsgehalt zu mehr Verlusten in den Filtern führt und der Abschirmaufwand steigt.

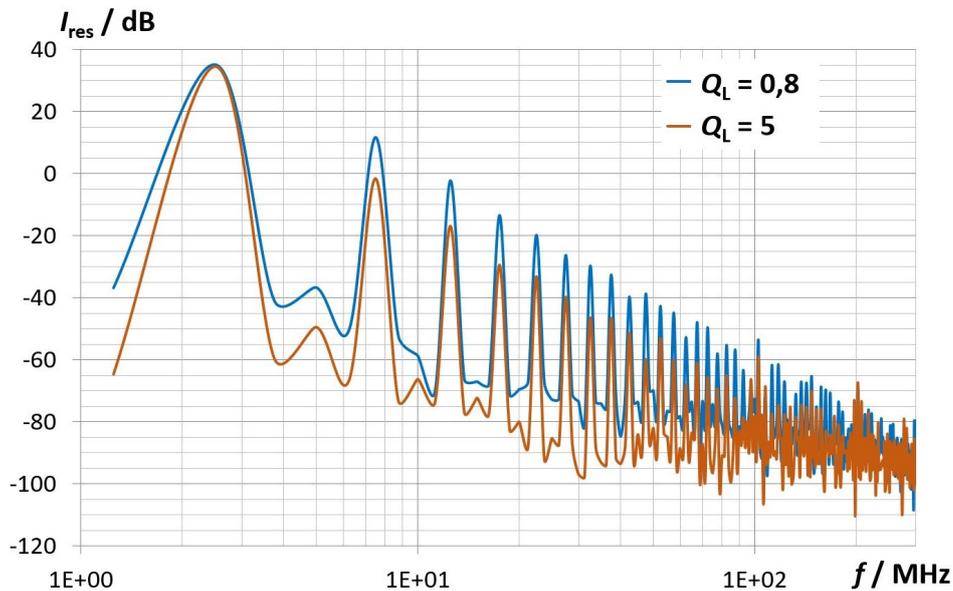


Abbildung 3.7: Vergleich der FFT-Plots des simulierten Resonanzstroms des SMPD-Vollbrückenwechselrichters mit $Q_L = 0,8$ und $Q_L = 5$. Die Simulation wurde jeweils mit $f_{sw} = 2,5$ MHz, $U_{in} = 800$ V, $R'_{load} = 9$ Ω , und $C_p = 1500$ pF durchgeführt, zusätzlich bei $Q_L = 0,8$: $C_{res} = 8,0$ nF und $L_{res} = 1,0$ μ H beziehungsweise bei $Q_L = 5$: $C_{res} = 960$ pF und $L_{res} = 4,8$ μ H.

Neben den Kurvenverläufen können der Simulation die Spitzen- und Effektivwerte (engl. root mean square, RMS) für die Auslegung der Bauteile entnommen sowie die Halbleiterverluste berechnet werden. Die Werte sind in Tabelle 3.3 gegeben. Dabei wurden die Halbleiterverluste gemäß (2.2) und (3.27) berechnet.

$$P_{\text{loss,sw}} = f_{\text{sw}} \cdot \int_{t_1}^{t_2} (u_{\text{DS}} \cdot i_{\text{D}}) dt \quad (3.27)$$

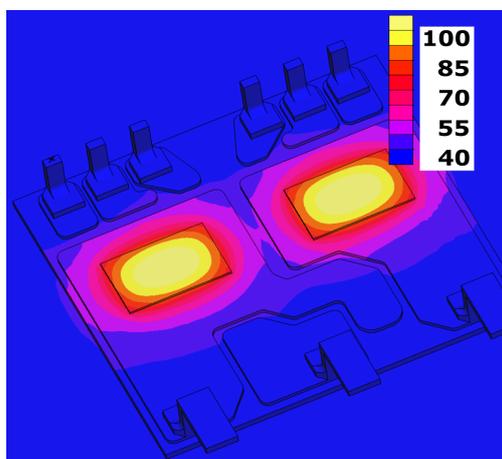
Mit den Integrationsgrenzen t_1 und t_2 nach [34] sind demnach Halbleiterverluste von 43 W je Transistor zu erwarten, was einer Halbleitereffizienz von $\eta_{sc} = 99,37\%$ entspricht.

Tabelle 3.3: Simulierte Strom- und Spannungswerte der 25 kW-Einheit mit den C2M0025120D FETs im SMPD-Halbrückenmodul bei $f_{sw} = 2,5 \text{ MHz}$, $U_{in} = 800 \text{ V}$, $R'_{load} = 9 \Omega$, $C_{res} = 8 \text{ nF}$, $L_{res} = 1 \mu\text{H}$ und $C_p = 1500 \text{ pF}$.

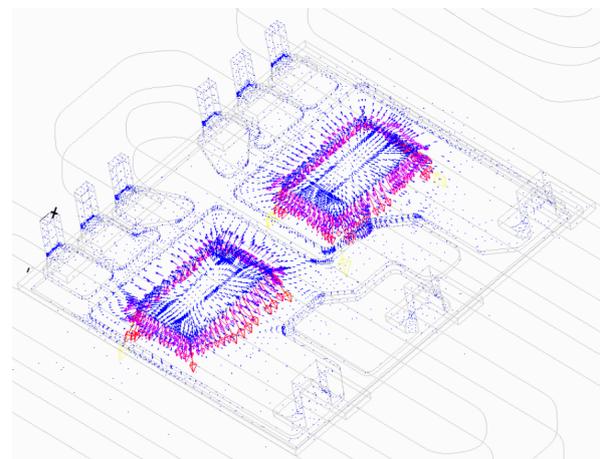
	RMS	Max
P_{load}	27,35 kW	53,3 kW
i_{res}	55,12 A	$\pm 77,0 \text{ A}$
$u_{L_{res}}$	4,11 kV	$\pm 6 \text{ kV}$
$u_{C_{res}}$	3,64 kV	$\pm 5,2 \text{ kV}$
i_{M2}	29,95 A	78,5 A
$P_{loss_{sw}}$	11,6 W	
$P_{loss_{con}}$	31,4 W	

3.7.4 Thermische Simulation des SMPD-Moduls

Zur Untersuchung der Temperaturverhältnisse sowie der Wärmespreizung innerhalb des SMPD-Moduls wurde eine thermische Simulation mit CREO PARAMETRIC 2.0 durchgeführt. Als Basis wurden hierfür die Verlustleistungen aus der elektrischen Simulation zuzüglich einer Sicherheitsreserve von 50% herangezogen. In Abbildung 3.8 sind die Ergebnisse der thermischen Simulation gegeben, in (a) die Wärmeverteilung innerhalb des Moduls und in (b) der Wärmefluss aus den SiC-Chips durch die beidseitig mit Kupfer beschichtete Keramik (engl. Direct Bonded Copper, DCB) in den Kühlkörper. Bei einer Verlustleistung von 60 W pro Transistor resultiert demnach eine Temperaturerhöhung von 78 K bei einer als konstant angenommenen Kühlkörpertemperatur von 40°C . Demnach wird bei der simulierten Verlustleistung die maximale Chip-Temperatur der Transistoren nicht überschritten und die Wärme ist gleichmäßig im Modul verteilt.



(a) Wärmeverteilung im Modul.



(b) Wärmefluss durch die DCB in den Kühlkörper.

Abbildung 3.8: Ergebnisse der thermischen Simulation des SMPD-Moduls mit zwei 1200 V, 25 m Ω -SiC-MOSFET-Chips, mit $P_{loss} = 60 \text{ W}$ und $T_{KK} = 40^\circ\text{C}$ [53].

3.8 Auslegung der 2,5 kW-Einheit

Wie bei der 25 kW-Einheit soll für die 2,5 kW-Einheit auch eine Vollbrückentopologie gemäß dem Schaltplan in Abbildung 2.7 eingesetzt werden. Es wäre auch möglich die 2,5 kW-Einheit mit einer Halbbrückentopologie nach dem Schaltplan in Abbildung 3.9 zu realisieren [45, 62, 63]. Es wurde jedoch gezeigt, dass der DC-Offset auf der Halbbrückenausgangsspannung zu großen Ausgleichsströmen über die Koppelkapazität des Transformators sowie zu erhöhten Ableitströmen über das geerdete Gehäuse führt [62]. Dies resultiert in einer reduzierten Effizienz sowie einem erhöhten Abschirmungsaufwand. Daher ist die größere Bauteilanzahl und das komplexere Leiterplattendesign der Vollbrücke gerechtfertigt. Auch hier werden zunächst die Schwingkreisparameter berechnet, anschließend die Transistoren ausgewählt und dann die Ergebnisse durch eine Simulation verifiziert.

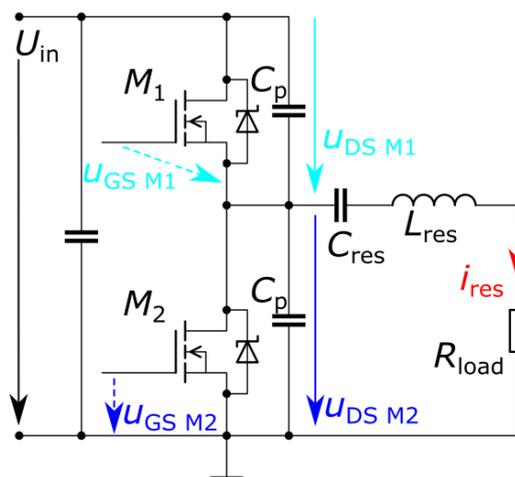


Abbildung 3.9: Schaltplan eines schaltentlasteten Halbbrückenwechselrichters (M_1 und M_2) mit Serienschwingkreis (C_{res} und L_{res}), Snubber-Kondensatoren (C_p) und Lastwiderstand (R_{load}).

3.8.1 Schwingkreisberechnung

Für die Schwingkreisberechnung wurden äquivalent zur 25 kW-Einheit die Rechnungen (3.17) bis (3.26) durchgeführt. Hierfür wurde wieder gemäß Abschnitt 3.4 die Schwingkreisgüte zu $Q_L = 0,8$ gewählt und der Phasenwinkel nach [43] zu $\varphi = 30^\circ$ gewählt und ein Wirkungsgrad von $\eta_{ges} = 90\%$ angenommen. Die resultierenden Werte sind in Tabelle 3.1 gegeben. Dabei wurde die DC-Eingangsspannung auf 600 V reduziert, da es sich bei zwei der für diese Einheit in Frage kommenden Transistoren um 900 V-Bauteile handelt.

Tabelle 3.4: Resultierende Werte der Schwingkreisauslegung für die 2,5 kW-Einheit.

Vorgaben		Resultierende Parameter	
P_{load}	2,5 kW	P_{in}	2,78 kW
η_{ges}	90%	I_{in}	4,63 A
U_{in}	600 V		
f_{sw}	2,5 MHz	f_{res}	2,36 MHz
φ	30°	L_{res}	5,71 μH
		C_{res}	1,44 nF
Q_L	0,8	\hat{I}_{res}	8,40 A
		$\hat{U}_{L_{\text{res}}} = \hat{U}_{C_{\text{res}}}$	3,82 kV
R_{load}	50 Ω	R'_{load}	70,91 Ω
		\ddot{u}_{Trafo}	0,84

3.8.2 Transistorauswahl

Durch die guten Erfahrungen mit dem Schaltverhalten des SMPD-Moduls wurde bei der Entwicklung der kleinen 2,5 kW-Einheit neben der Entwicklung des Wechselrichters auch der Einfluss des Transistorgehäuses auf das Wechselrichtersystem untersucht. Passenderweise ist seit der Markteinführung von CREE's WOLFSPEED SiC-MOSFETs der dritten Generation der 65 m Ω -SiC-MOSFET-Chip in drei verschiedenen Gehäusen erhältlich (C3M0065090J im 7pin D2Pak (TO-263-7), C3M0065090D im 3pin TO-247 und C3M0065100K im 4pin TO-247-Gehäuse). Somit ist es möglich, den Einfluss des Transistorgehäuses auf den Wirkungsgrad eines Hochfrequenzwechselrichters und das Schaltverhalten des SiC-MOSFETs zu untersuchen. Zusätzlich zu den drei WOLFSPEED FETs hat INFINEON einen COLLSiC™ MOSFET in Trench-Technologie ebenfalls als 4pin TO-247 Bauteil auf den Markt gebracht. Der IMZ120R045M1 ist ein 1200 V, 45 m Ω -Bauteil. Die drei WOLFSPEED sowie der INFINEON Transistor sind in Abbildung 3.10 gezeigt.



Abbildung 3.10: Die drei Versionen des CREE WOLFSPEED SiC-MOSFETs (C3M0065090J 7pin D2Pak (WRA), C3M0065090D 3pin TO-247 (WRB) und C3M0065090K 4pin TO-247 (WRC)) sowie der INFINEON COLLSiC™ MOSFET (WRD), von links nach rechts.

3 Auslegung von MHz-Hochleistungswechselrichtern mit großer Leistung

Zur besseren Unterscheidung wird der Wechselrichter mit den CREE C3M0065090J Transistoren in dieser Arbeit als *WRA* bezeichnet, der Wechselrichter mit den CREE C3M0065090D Transistoren als *WRB*, der Wechselrichter mit den CREE C3M0065100K Transistoren als *WRC* und der Wechselrichter mit den INFINEON IMZ120R045M1 Transistoren als *WRD*.

Für einen theoretischen Vergleich sind die wichtigsten Nennwerte der Datenblätter in Tabelle 3.5 gegeben. Da die maximalen Drain-Source-Spannungen der Transistoren unterschiedlich sind, wurden die Schaltverluste für unterschiedliche DC-Eingangsspannungen angegeben.

Tabelle 3.5: Vergleich der Datenblattwerte der für die 2,5 kW-Einheit in Frage kommenden SiC MOSFETs [64–67].

Hersteller	CREE			INFINEON
Bezeichnung	C3M0065090J	C3M0065090D	C3M0065100K	IMZ120R045M1
Gehäuse	7pin D2Pak	3pin TO-247	4pin TO-247	4pin TO-247
WR	A	B	C	D
$U_{DS\ max}$	900 V	900 V	1000 V	1200 V
$I_{D\ con}$	35 A	36 A	35 A	52 A
$\hat{I}_{DS(pulse)}$	90 A	90 A	90 A	130 A
$R_{DS(on)}$	65 m Ω	65 m Ω	65 m Ω	45 m Ω
$R_{G(int)}$	4,7 Ω	4,7 Ω	4,7 Ω	4 Ω
$U_{GS(th)}$	2,1 V	2,1 V	2,1 V	4,5 V
E_{ON} @ $I_D = 20$ A	39 μ J $V_{DS} = 400$ V	226 μ J $V_{DS} = 400$ V	190 μ J $V_{DS} = 700$ V	280 μ J $V_{DS} = 800$ V
E_{OFF} @ $I_D = 20$ A	17 μ J $V_{DS} = 400$ V	36 μ J $V_{DS} = 400$ V	40 μ J $V_{DS} = 700$ V	70 μ J $V_{DS} = 800$ V
$P_{loss_{con}}$	2,34 W	2,34 W	2,34 W	1,62 W
FOM _{SS}	4,11 nC $\cdot\Omega$	4,11 nC $\cdot\Omega$	4,11 nC $\cdot\Omega$	6,11 nC $\cdot\Omega$
P_{Gate}	1,84 W	1,84 W	1,84 W	3,47 W
$\Delta t_{G(off)}$	8,03 ns	8,03 ns	8,03 ns	13,08 ns

Da hier eine resonante Topologie mit ZVS untersucht wird, können die Einschaltverluste vernachlässigt werden. Der Unterschied zwischen dem SMD- und den TO-247-Bauteilen ist jedoch auch bei den Ausschaltverlusten deutlich. Neben den Datenblattwerten sind in Tabelle 3.5 noch die Durchlassverluste $P_{loss_{con}}$ ($I_D = 6$ A) bei Nennleistung, die FOM_{SS}-Werte, die Gate-Treiberleistung bei $f_{sw} = 2,5$ MHz sowie $\Delta t_{G(off)}$ gegeben.

Da die drei CREE MOSFETs planare Bauteile sind, resultiert ein Vergleich dieser vier Transistoren auch in einem Vergleich von planaren SiC-MOSFETs in der dritten Generation mit einem SiC-Trench-MOSFET der ersten Generation. Wie in Abschnitt 2.3 beschrieben, lassen sich laut [25, 26] in Trench-Technologie MOSFETs mit niedrigeren spezifische Kanalwiderstand realisieren. Dies sollte in kleinen Bauteilkapazitäten bei identischem Durchlasswiderstand und identischer maximaler Sperrspannung resultieren. Beim Vergleich der in den Datenblättern angegebenen Bauteilkapazitäten, hat der

INFINEON FET deutlich größere Kapazitäten als die CREE Transistoren, allerdings bei einem niedrigeren $R_{DS(on)}$ sowie einem höheren $U_{DS\max}$.

Gemäß Abschnitt 2.5 hat im Resonanzbetrieb mit Snubber-Kondensator lediglich die Größe von C_{GS} einen Einfluss auf die Schaltverluste. Die größere C_{GS} des INFINEON FETs wird in höheren Schaltverlusten resultieren, bedingt durch den identischen Gate-Strom. Durch die höhere Threshold-Spannung sowie den niedrigeren $R_{G(int)}$ ist $\Delta t_{G(off)}$ des INFINEON FETs lediglich um 50% länger als $\Delta t_{G(off)}$ der CREE FETs, obwohl C_{GS} des IMZ120R045M1 fast dreimal so groß ist.

Neben niedrigeren Durchlasswiderständen soll laut [25] auch die Temperaturabhängigkeit des Durchlasswiderstands bei Trench-Bauteilen geringer ausfallen. Ein Vergleich der Temperaturabhängigkeit der beiden 4pin TO-247-Bauteile, Grafik 6 in [66] beziehungsweise Grafik 7 in [67], zeigt, dass der CREE FET, mit $\Delta R_{DS(on)}(T) = 0,16 \text{ m}\Omega/\text{K}$, einen kleineren Temperaturkoeffizienten hat als der INFINEON COLLSiC™ MOSFET, mit $\Delta R_{DS(on)}(T) = 0,19 \text{ m}\Omega/\text{K}$.

Beim Vergleich der Datenblätter ist somit kein eindeutiger Vorteil für den INFINEON MOSFET in COLLSiC™ Trench-Technologie zu erkennen.

3.8.3 Spice-Simulation

Auch die 2,5 kW-Einheit wurde vor dem Aufbau zur Verifikation der errechneten Schwingkreisparameter, zur Untersuchung des Schaltverhaltens sowie zur Abschätzung der Halbleiterverluste mit SPICE simuliert. Die Simulation wurde lediglich mit den WOLFSPEED FETs, WRA , WRB und WRC , durchgeführt, da kein SPICE-Modell des IMZ120R045M1 verfügbar war. Die simulierten Kurvenverläufe sind in Abbildung 3.11 gezeigt, in (a) von WRA , in (b) von WRB und in (c) von WRC . Dabei zeigen die Kurvenverläufe lediglich minimale Unterschiede.

3 Auslegung von MHz-Hochleistungswechselrichtern mit großer Leistung

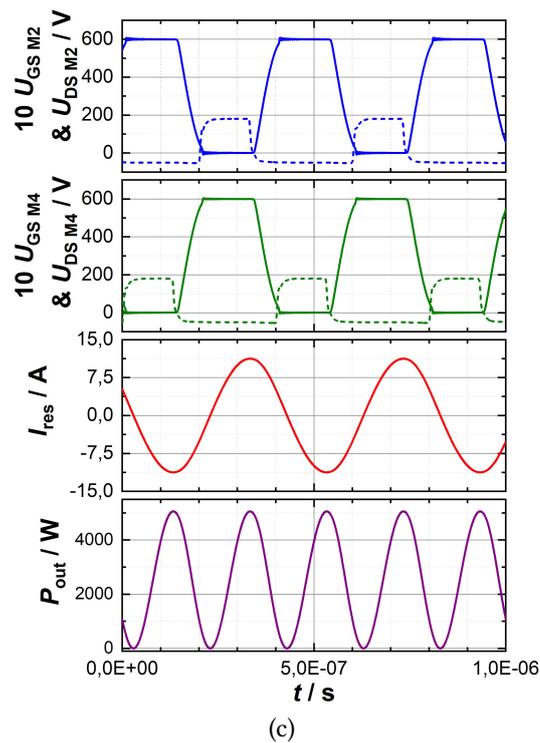
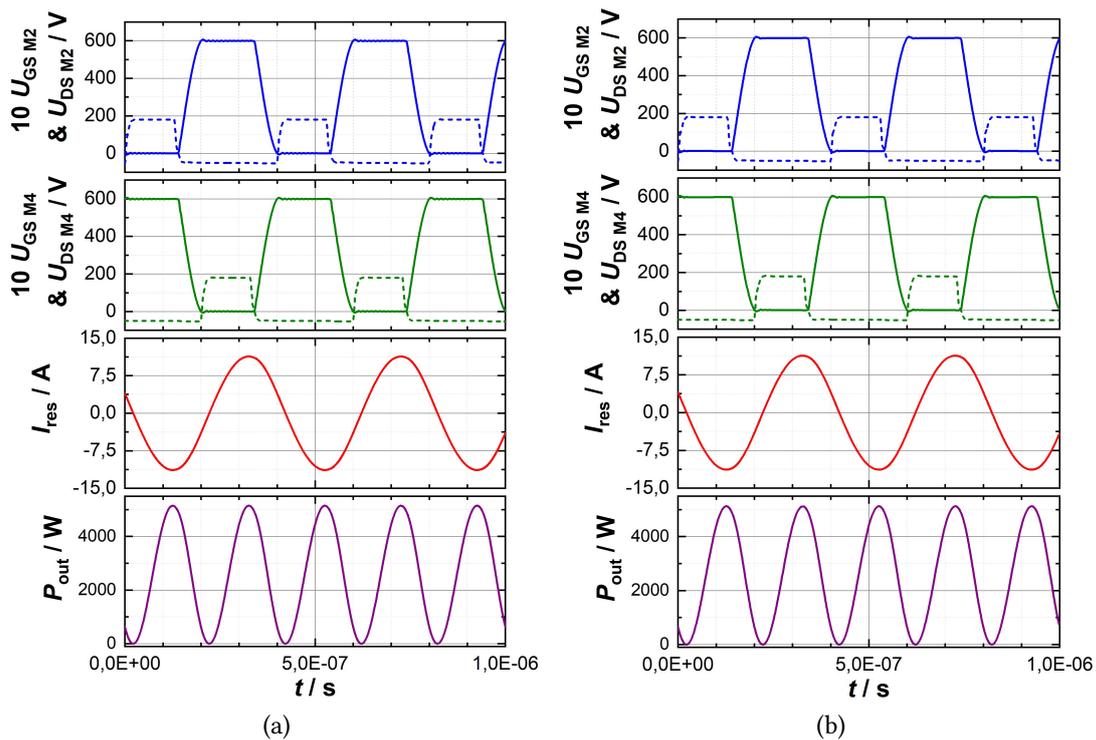


Abbildung 3.11: Simulierte Kurvenverläufe der Vollbrückenwechselrichter mit Serienschwingkreis bei $f_{sw} = 2,5 \text{ MHz}$, $U_{in} = 600 \text{ V}$, $R'_{load} = 40 \Omega$, $C_{res} = 1,5 \text{ nF}$, $L_{res} = 5,5 \mu\text{H}$ und $C_p = 300 \text{ pF}$; (a) *WRA*, (b) *WRB* und (c) *WRC*.

Auch für die 2,5 kW-Einheit wurde bei der Schwingkreisauslegung eine niedrige Schwingkreisgüte gewählt. Die FFT-Plots des simulierten Resonanzstroms für $Q_L = 0,8$ beziehungsweise $Q_L = 5$ ist in Abbildung 3.12 dargestellt, in (a) von WRA und in (b) von WRC. Auch hier sind die Amplituden der Harmonischen der Schaltfrequenz deutlich erhöht und die Grundschwingung um 25 dB höher als die dritte Oberwellen. Somit kann auch hier immer noch von sinusförmigen Signalen gesprochen werden.

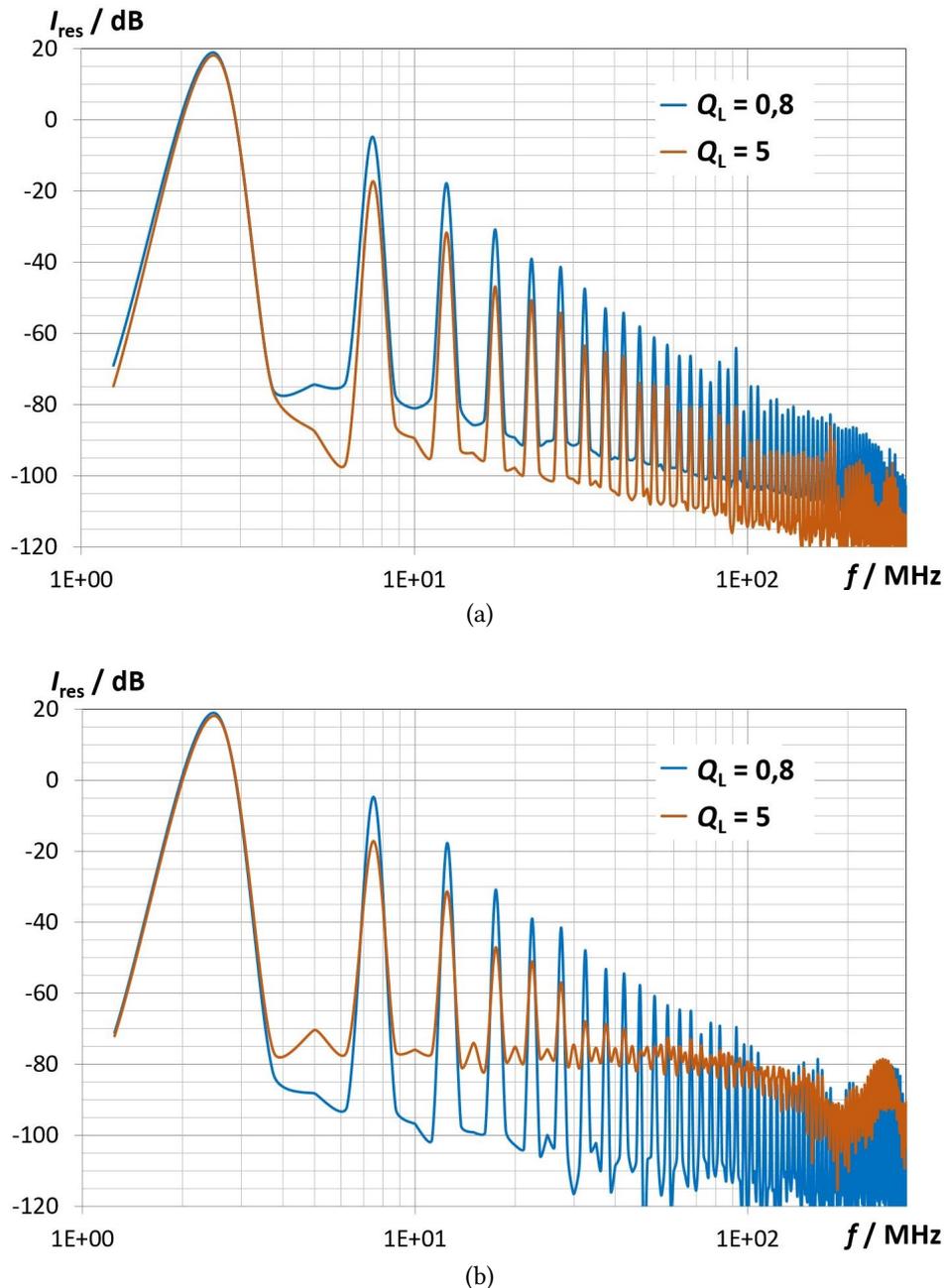


Abbildung 3.12: Vergleich der FFT-Plots der simulierten Resonanzströme für $Q_L = 0,8$ und $Q_L = 5$, in (a) WRA und in (b) WRC. Die Simulation wurde jeweils mit $f_{sw} = 2,5$ MHz, $U_{in} = 600$ V, $R'_{load} = 40$ Ω , und $C_p = 300$ pF durchgeführt, zusätzlich bei $Q_L = 0,8$: $C_{res} = 1,5$ nF und $L_{res} = 5,5$ μ H beziehungsweise bei $Q_L = 5$: $C_{res} = 200$ pF und $L_{res} = 23,5$ μ H.

3 Auslegung von MHz-Hochleistungswechselrichtern mit großer Leistung

Ein Vergleich der simulierten Bauteilparameter sowie der berechneten Halbleiterverluste ist in der Tabelle 3.6 gegeben. Dabei wurden die Halbleiterverluste erneut gemäß (2.2) und (3.27) berechnet. Demnach ist mit einer Halbleitereffizienz von $\eta_{sc_{WRA}} = 99,58\%$, $\eta_{sc_{WRB}} = 99,46\%$ und $\eta_{sc_{WRC}} = 99,54\%$, zu rechnen.

Tabelle 3.6: Vergleich der Halbleiterverluste von *WRA* bis *WRC* am simulierten Betriebspunkt bei $f_{sw} = 2,5$ MHz, $U_{in} = 600$ V, $R'_{load} = 40$ Ω , $C_{res} = 1,4$ nF, $L_{res} = 5,7$ μ H und $C_p = 300$ pF.

Hersteller	CREE					
	C3M0065090J		C3M0065090D		C3M0065100K	
Bezeichnung	7pin D2Pak		3pin TO-247		4pin TO-247	
Gehäuse	7pin D2Pak		3pin TO-247		4pin TO-247	
<i>WR</i>	<i>A</i>		<i>B</i>		<i>C</i>	
	RMS	Max	RMS	Max	RMS	Max
P_{load}	2,62 kW	5,2 kW	2,56 kW	5,0 kW	2,61 kW	5,1 kW
i_{res}	8,09 A	$\pm 11,4$ A	8,01 A	$\pm 11,2$ A	8,08 A	$\pm 11,3$ A
$u_{L,res}$	2,99 kV	$\pm 4,3$ kV	2,96 kV	$\pm 4,2$ kV	2,98 kV	$\pm 4,3$ kV
$u_{C,res}$	2,58 kV	$\pm 3,7$ kV	2,55 kV	$\pm 3,6$ kV	2,57 kV	$\pm 3,7$ kV
i_{M2}	4,27 A	11,4 A	5,09 A	11,2 A	4,24 A	11,3 A
$P_{loss_{sw}}$	0,58 W		0,81 W		0,61 W	
$P_{loss_{con}}$	2,14 W		2,59 W		2,36 W	

Da mit dem C3M0065090D die niedrigste Halbleitereffizienz erreicht wurde und aufgrund des bekannten schlechten Hochfrequenz-Schaltverhaltens des 3pin TO-247-Gehäuses [12, 68] wurde die Entwicklung von *WRB* für das 3pin TO-247-Gehäuse nicht weiter verfolgt. In Kapitel 5 werden die Schritte zur Realisierung von *WRA* für die D2Pak Transistoren und *WRC* beziehungsweise *WRD* die 4pin TO-247-FETs präsentiert.

3.9 Kaskadenschaltung

Wie in der Einleitung beschrieben gibt es zur Steigerung der Ausgangsleistung von Wechselrichtern mehrere Möglichkeiten. Es können leistungsfähigere Transistoren eingesetzt werden, um die Wechselrichter bei höheren Strömen und/oder Spannungen betreiben zu können. Diese Variante wurde bei der 25 kW-Einheit umgesetzt. Alternativ können kleinere komplette Wechselrichter in einer Kaskadenschaltung verschaltet werden. Das Prinzip ist im Blockschaltbild in Abbildung 3.13 für eine Serienschaltung gezeigt. Hierfür werden die Sekundärwicklungen der Transformatoren in Serie geschaltet. Das gleiche Prinzip lässt sich auch für eine Parallelschaltung, Abbildung 3.14 (a), sowie eine Serien-Parallelschaltung, Abbildung 3.14 (b), realisieren. Im Rahmen dieser Arbeit wird eine Kaskadenschaltung untersucht, um mit mehreren 2,5 kW-Einheiten Leistungen über 10 kW zur Verfügung stellen zu können. Der Vorteil dieses Prinzips ist, dass mehrere unabhängige kleine Einheiten zur Verfügung stehen. Dadurch kann je nach Lastimpedanz die passende Schaltung gewählt werden, wodurch keine Transformatoren mit großen Übersetzungsverhältnissen nötig sind. Zudem ist die theoretisch erreichbare maximale Ausgangsleistung nicht begrenzt.

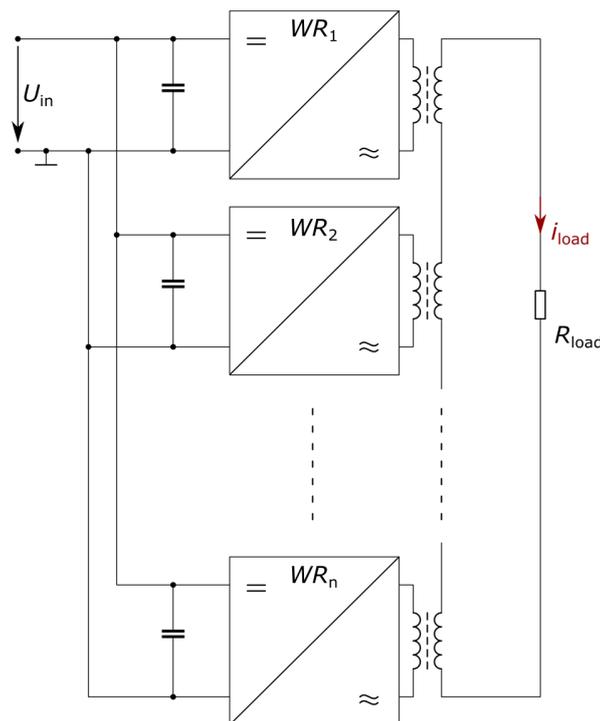


Abbildung 3.13: Blockschaltbild der Serien-Kaskadenschaltung.

3 Auslegung von MHz-Hochleistungswechselrichtern mit großer Leistung

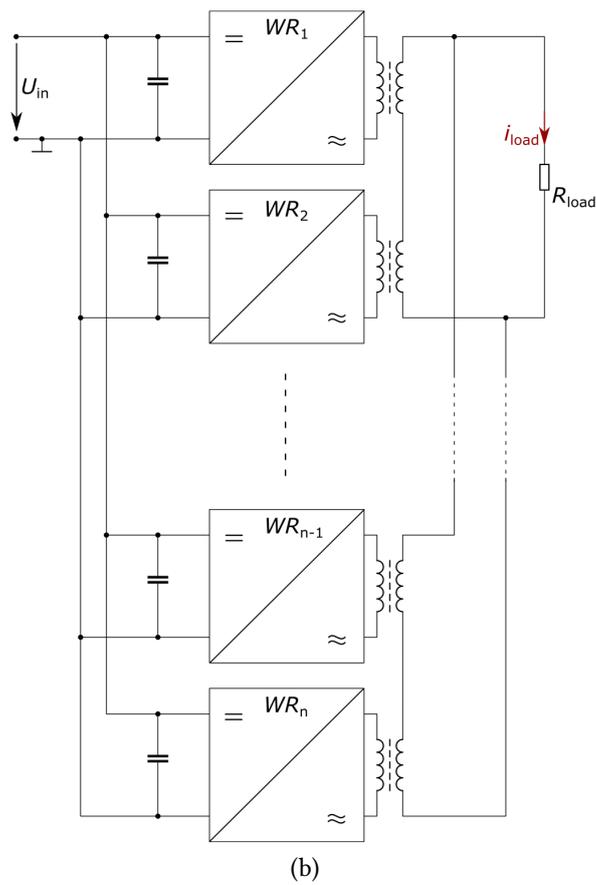
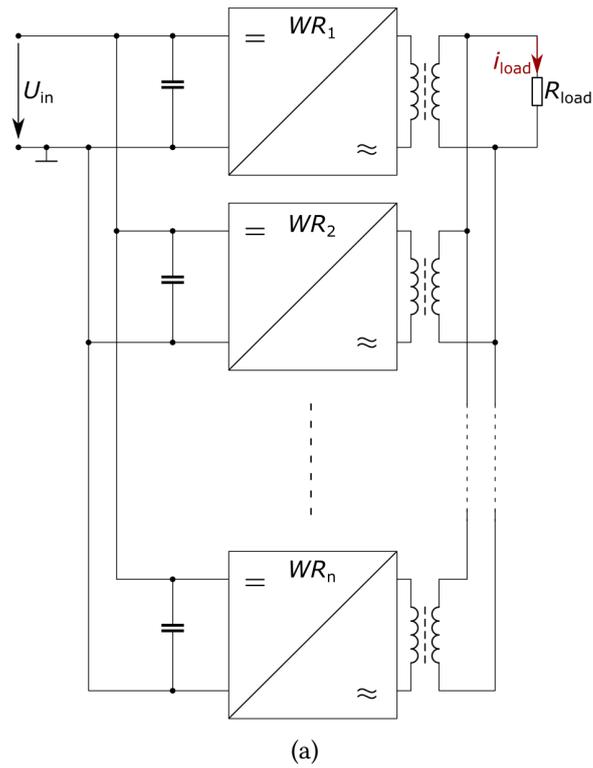


Abbildung 3.14: Blockschaltbilder der Parallel-Kaskadenschaltung in (a) und der Serien-Parallel-Kaskadenschaltung in (b).

In Abbildung 3.15 sind die simulierten Kurvenverläufe von zwei Wechselrichtern einer Serien-Kaskadenschaltung aus fünf WRA nach dem Schaltplan in Abbildung 3.13 gezeigt. Dabei sind die Wechselrichter über Transformatoren mit einem Übersetzungsverhältnis von $\ddot{u}_{\text{Trafo}} = 0,8$ und einem Koppelfaktor von $\kappa = 0,98$ an eine 250Ω -Last angeschlossen. Bei diesen Betriebsparametern wird eine Leistung von $P_{\text{load}} = 13,82 \text{ kW}$ in den Lastwiderstand gespeist. Die Kurvenverläufe sind identisch zum Betrieb von einem der Wechselrichter an einer 50Ω -Last, wie in Abbildung 3.11 gezeigt. Demnach funktioniert die Kaskadenschaltung wie erwartet.

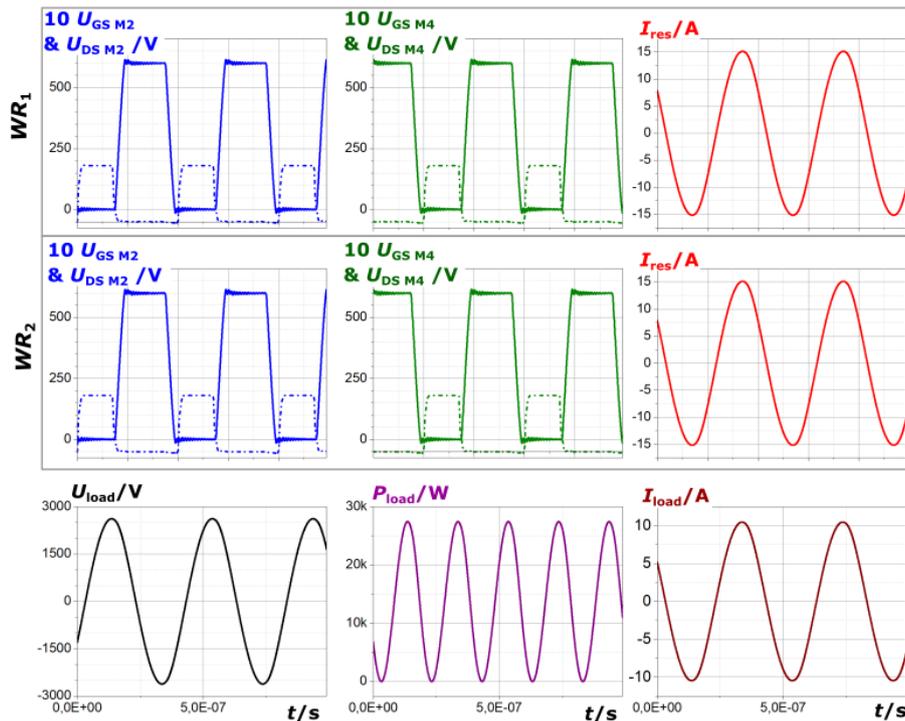


Abbildung 3.15: Simulierte Kurvenverläufe einer Serien-Kaskadenschaltung von fünf WRA an einer 250Ω -Last bei $f_{\text{sw}} = 2,5 \text{ MHz}$, $U_{\text{in}} = 600 \text{ V}$, $P_{\text{load}} = 13,82 \text{ kW}$, $C_{\text{res}} = 1,5 \text{ nF}$, $L_{\text{res}} = 5,0 \mu\text{H}$, $C_{\text{p}} = 300 \text{ pF}$ und $\ddot{u}_{\text{Trafo}} = 0,8$ mit $\kappa = 0,98$.

3 Auslegung von MHz-Hochleistungswechselrichtern mit großer Leistung

Zum Vergleich sind in Abbildung 3.16 die simulierten Kurvenverläufe von zwei Wechselrichtern einer Parallel-Kaskadenschaltung aus fünf WRA nach dem Schaltplan in Abbildung 3.14 (a) gezeigt. Hier sind die Wechselrichter über die selben Transformatoren an eine $10\ \Omega$ -Last angeschlossen. Bei diesen Betriebsparametern wird eine Leistung von $P_{\text{load}} = 13,80\ \text{kW}$ in den Lastwiderstand gespeist. Auch hier sind die Kurvenformen identisch zum Betrieb von einem der Wechselrichter an $50\ \Omega$.

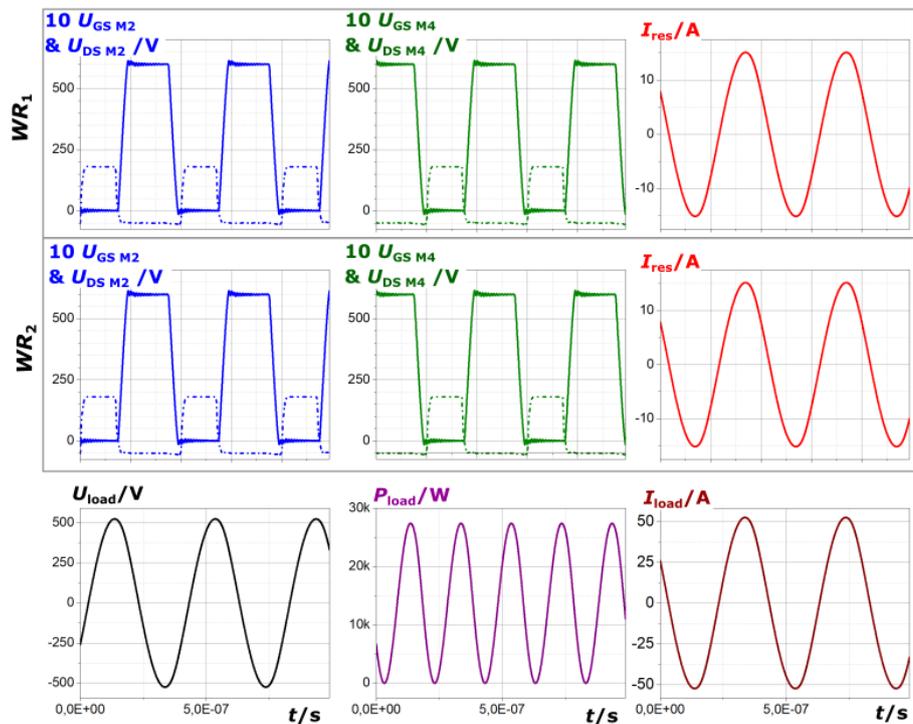


Abbildung 3.16: Simulierte Kurvenverläufe einer Parallel-Kaskadenschaltung von fünf WRA an einer $10\ \Omega$ -Last bei $f_{\text{sw}} = 2,5\ \text{MHz}$, $U_{\text{in}} = 600\ \text{V}$, $P_{\text{load}} = 13,80\ \text{kW}$, $C_{\text{res}} = 1,5\ \text{nF}$, $L_{\text{res}} = 5,0\ \mu\text{H}$, $C_{\text{p}} = 300\ \text{pF}$ und $\ddot{u}_{\text{Trafo}} = 0,8$ mit $\kappa = 0,98$.

Abschließend sind in Abbildung 3.17 die simulierten Kurvenverläufe von zwei Wechselrichtern einer Serien-Parallel-Kaskadenschaltung aus vier *WRA* nach dem Schaltplan in Abbildung 3.14 (b) gezeigt. Dabei wurden zwei parallele Zweige aus jeweils zwei Wechselrichtern in Reihe geschaltet. Die Wechselrichter speisen ebenfalls über die selben Transformatoren wie bisher eine $50\ \Omega$ -Last. Bei diesen Betriebsparametern wird eine Leistung von $P_{\text{load}} = 11,06\ \text{kW}$ in den Lastwiderstand gespeist.

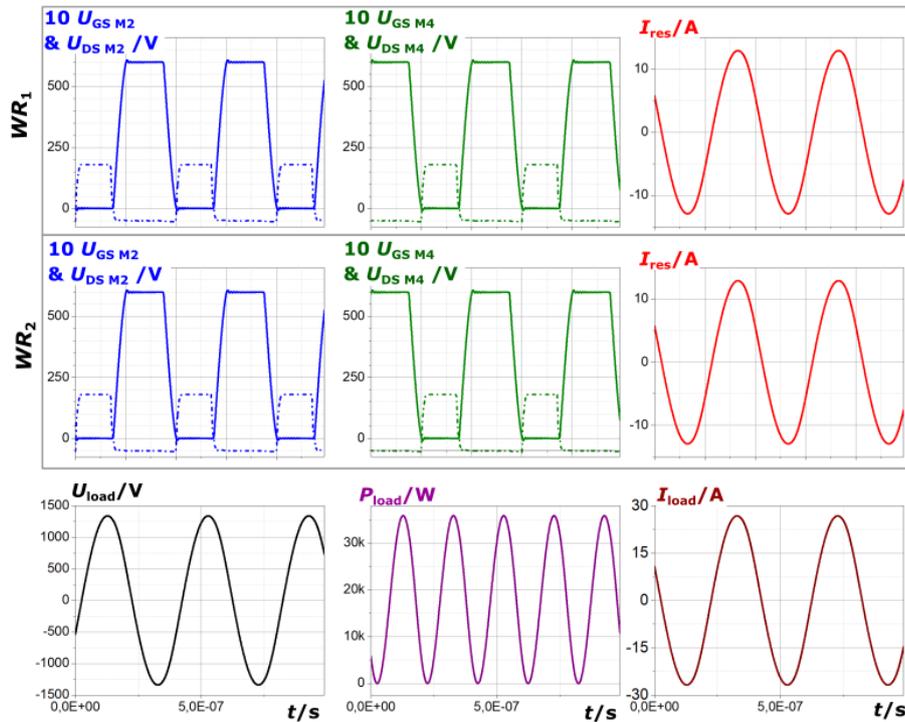


Abbildung 3.17: Simulierte Kurvenverläufe einer Serien-Parallel-Kaskadenschaltung von vier D2Pak-Wechselrichtern an einer $50\ \Omega$ -Last bei $f_{\text{sw}} = 2,5\ \text{MHz}$, $U_{\text{in}} = 600\ \text{V}$, $P_{\text{load}} = 11,06\ \text{kW}$, $C_{\text{res}} = 1,5\ \text{nF}$, $L_{\text{res}} = 5,0\ \mu\text{H}$, $C_{\text{p}} = 300\ \text{pF}$ und $\ddot{u}_{\text{Trafo}} = 0,8$ mit $\kappa = 0,98$.

Zum Vergleich der drei Kaskadenschaltungen sind in Tabelle 3.7 die wichtigsten Simulationsergebnisse gegeben. Demnach funktionieren theoretisch alle drei Varianten und die Betriebsparameter für die einzelnen Wechselrichter unterscheiden sich nicht. Zusätzlich sind in Tabelle 3.7 noch die Simulationsergebnisse einer Serien-Parallel-Kaskadenschaltung von sechs *WRA* gegeben. Hierfür wurden zwei parallele Stränge, aus jeweils drei Wechselrichtern verschaltet. Anhand der unterschiedlichen Lastwiderstände soll die Variabilität der Kaskadenschaltungen veranschaulicht werden. Somit können mit der korrekten Zusammensetzung der Kaskadenschaltung viele unterschiedliche Lasten versorgt werden. Die Ergebnisse der Umsetzung der Kaskadenschaltung aus vier $2,5\ \text{kW}$ -Einheit werden in Kapitel 6 präsentiert.

Tabelle 3.7: Vergleich der wichtigsten Simulationsergebnisse der drei Varianten der Kaskadenschaltung bei $f_{sw} = 2,5 \text{ MHz}$, $U_{in} = 600 \text{ V}$, $C_{res} = 1,5 \text{ nF}$, $L_{res} = 5,0 \mu\text{H}$, $C_p = 300 \text{ pF}$ und $\dot{u}_{\text{Trafo}} = 0,8$ mit $\kappa = 0,98$.

	5x Serie		5x Parallel		4x Serie-Parallel		6x Serie-Parallel	
	RMS	Max	RMS	Max	RMS	Max	RMS	Max
R_{load}	250 Ω		10 Ω		50 Ω		75 Ω	
P_{load}	13,82 kW	27,4 kW	13,80 kW	27,4 kW	11,06 kW	21,9 kW	18,35 kW	35,8 kW
i_{load}	7,44 A	$\pm 10,5 \text{ A}$	37,16 A	$\pm 52,3 \text{ A}$	14,87 A	$\pm 20,9 \text{ A}$	19,16 A	$\pm 26,8 \text{ A}$
u_{load}	1,86 kV	$\pm 2,6 \text{ kV}$	371,6 V	$\pm 523 \text{ V}$	743,5 V	$\pm 1 \text{ kV}$	957,8 V	$\pm 1,3 \text{ kV}$
i_{res}	10,74 A	$\pm 15,1 \text{ A}$	10,73 A	$\pm 15,1 \text{ A}$	10,74 A	$\pm 15,1 \text{ A}$	9,23 A	$\pm 12,9 \text{ A}$
$u_{L,res}$	3,55 kV	$\pm 4,9 \text{ kV}$	2,98 kV	$\pm 4,3 \text{ kV}$	3,54 kV	$\pm 5 \text{ kV}$	3,05 kV	$\pm 4,3 \text{ kV}$
$u_{C,res}$	3,42 kV	$\pm 4,8 \text{ kV}$	3,42 kV	$\pm 4,8 \text{ kV}$	3,42 kV	$\pm 4,8 \text{ kV}$	2,94 kV	$\pm 4,2 \text{ kV}$
i_{M2}	5,98 A	15,6 A	5,98 A	15,6 A	5,98 A	15,6 A	5,00 A	13,1 A
$P_{loss,sw}$	1,07 W		1,06 W		1,07 W		0,73 W	
$P_{loss,con}$	2,42 W		2,43 W		2,42 W		1,58 W	

4 Realisierung der 25 kW-Einheit

Im folgenden Kapitel wird die Realisierung der 25 kW-Einheit beschrieben. Hierfür werden zunächst unterschiedliche Bond-Varianten theoretisch und in einem Halbbrückenwechselrichter untersucht. Anschließend wird die Platine des Vollbrückenwechselrichters vorgestellt und die Messergebnisse präsentiert.

Die 25 kW-Einheit wurde im Rahmen des vom Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) geförderten Forschungsprojektes „Modulare Mittelfrequenz-Prozessstromversorgung mit Siliziumkarbid-Leistungshalbleiterschaltern“ (MMPSiC) entwickelt. Das Projekt wurde in Kooperation zwischen dem LICHTTECHNISCHEN INSTITUT (LTI) des KIT gemeinsam mit TRUMPF HÜTTINGER (Freiburg, Deutschland) und IXYS SEMICONDUCTOR (Lampertheim, Deutschland) durchgeführt.

Die hier präsentierten Ergebnisse sind zum Teil in [46, 47, 69, 70] zu finden.

Die Veröffentlichung der Ergebnisse des 25 kW-SMPD-Vollbrückenwechselrichters in [69] wurde auf der PCIM EUROPE 2018 mit dem YOUNG ENGINEER AWARD ausgezeichnet.

4.1 SiC-Halbbrückenmodul im SMPD-Gehäuse

Zunächst wurden die SMPD-Module in zwei Versionen gefertigt. Beide basieren auf Aluminiumoxid-Keramik (Al_2O_3)-DCBs, sind jeweils mit zwei 1200 V, 25 m Ω -SiC-MOSFET-Chips bestückt und mit Aluminium (Al)-Drähten gebondet. Sie unterscheiden sich im Bonddrahtdurchmesser sowie der Anzahl der Bonddrähte. Die eine Variante ist mit $10 \times 150 \mu\text{m}$ Al-Drähten gebondet, diese ist in Abbildung 4.1 (a) zu sehen, und die andere mit $8 \times 350 \mu\text{m}$, was in Abbildung 4.1 (b) gezeigt ist.

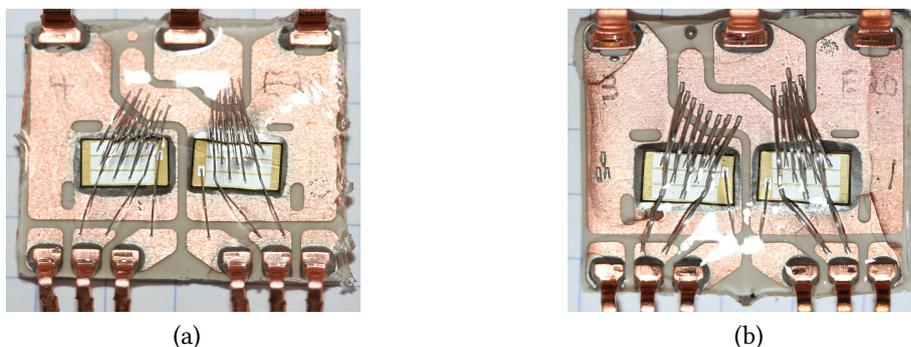


Abbildung 4.1: Beide Varianten der Bondung im SMPD-Modul, (a) $10 \times 150 \mu\text{m}$ Al-Bonddrähte und in (b) $8 \times 350 \mu\text{m}$ Drähte.

Die Module wurden für die ersten Untersuchungen lediglich mit einem Klarverguss überzogen, um die Chip- und Bonddrahttemperatur während des Betriebes messen zu können. Die anschließenden Prototypen-Module wurden im In-Mold-Verfahren hart vergossen, um die Spannungsfestigkeit und Robustheit zu erhöhen.

Auf Basis der Bonddraht-Durchmesser können die Stromdichten $J(f)$ berechnet werden. Die Werte sind zum einen für den Betrieb mit Gleichstrom sowie für den Betrieb mit 2,5 MHz Wechselstrom, unter Berücksichtigung der Skin-Tiefe in den Al-Drähten, in Tabelle 4.1 gegeben. Dabei kann die Leitschichtdicke in einem Al-Draht nach (3.16) zu $\delta_{Al}(2,5 \text{ MHz}) = 52,33 \mu\text{m}$ berechnet werden, mit einer spezifische Leitfähigkeit von $\rho(Al) = 37 \cdot 10^6 \frac{\Omega}{\text{m}}$ sowie einer relativen Permeabilität von $\mu_r(Al) = 1 + 2,2 \cdot 10^{-5}$. Auf eine Betrachtung der Stromverdrängung durch dem Proximity-Effekt wird an dieser Stelle aufgrund der komplexen Strukturen verzichtet. Es ist jedoch anzunehmen, dass der Proximity-Effekt in den $10 \times 150 \mu\text{m}$ -Modulen einen stärkeren Einfluss hat. Aufgrund der wesentlich geringeren Stromdichten im Modul mit der $8 \times 350 \mu\text{m}$ -Bondung ist in Bezug auf die Stromdichte diese Variante zu bevorzugen.

Tabelle 4.1: Berechnete Stromdichten in den Bonddrähten der beiden Varianten des SMPD-Halbbrückenmoduls für $I_{\text{out}} = 120 \text{ A}$.

	$10 \times 150 \mu\text{m}$	$8 \times 350 \mu\text{m}$
$J(\text{DC})$	340 A/mm^2	80 A/mm^2
$J(2,5 \text{ MHz})$	350 A/mm^2	150 A/mm^2

Die Induktivitäten der beiden Modul-Varianten, veranschaulicht in Schaltplan in Abbildung 2.6 (a), wurden mit einem Impedanz-Analysator vermessen, um eine Aussage über die jeweiligen Anschlussinduktivitäten treffen zu können. Die Ergebnisse sind in Tabelle 4.2 gegenübergestellt. Hieraus lässt sich ein Vorteil für das Modul mit der $10 \times 150 \mu\text{m}$ -Bondung ableiten. Dabei sind $L_{\text{komm(HS)}}$ beziehungsweise $L_{\text{komm(LS)}}$ jeweils die Kommutierungsinduktivität des high-side beziehungsweise low-side FETs, also die Summe der Induktivitäten der Anschlusspins, der Bonddrähte und des Chips, und $L_{\text{GS(HS)}}$ bzw. $L_{\text{GS(LS)}}$ die Induktivitäten der Ansteuerzweige.

Tabelle 4.2: Gemessene Anschlussinduktivitäten der beiden Varianten des SMPD-Moduls.

	$10 \times 150 \mu\text{m}$ -Modul	$8 \times 350 \mu\text{m}$ -Modul
$L_{\text{GS(LS)}}$	8,51 nH	8,31 nH
$L_{\text{GS(HS)}}$	10,06 nH	10,27 nH
$L_{\text{komm(HS)}}$	2,54 nH	2,67 nH
$L_{\text{komm(LS)}}$	2,68 nH	2,79 nH

Die Modulcharakterisierung findet anhand eines Kurzschlussstes statt. Die Ergebnisse dieses Tests werden in Abschnitt 4.5.1 präsentiert. Auf Basis dieser Ergebnisse, der berechneten Stromdichten und der größeren Robustheit dickerer Bonddrähte wurde entschieden, die Prototypen-Module mit der $8 \times 350 \mu\text{m}$ -Bondung herzustellen.

4.2 Wechselrichterplatinen

Für die SMPD-Module wurde zunächst eine Halbbrückenplatine für die Durchführung von Schaltversuchen und die Charakterisierung der Module entworfen, aufgebaut und vermessen. Anschließend wurde eine Vollbrückenplatine zur Realisierung der angestrebten Ausgangsleistung von 25 kW entwickelt. Um alle Verbindungen möglichst niederinduktiv auszuführen sowie zur Abschirmung der Ansteuersignale, wurden beide Varianten als vierlagige Platinen entworfen. Im Nachfolgenden wird detailliert auf die beiden Wechselrichterplatinen sowie die Gate-Treiberversorgung eingegangen. Es kommen in beiden Fällen Gate-Treiber-ICs (IXDN614, IXYS CORPORATION, USA) im D2Pak in der Gate-Treiberschaltung gemäß dem Schaltplan in Abbildung 3.1 zum Einsatz. Um die Transistoren möglichst schnell ausschalten zu können, wurde $R_{G(\text{ext})\text{off}} = 0 \Omega$ gewählt [71]. Der DC-Zwischenkreis besteht jeweils aus 1000 V-Glimmer-Keramik Kondensatoren (MC22FF152J-F, CORNELL DUBILIER ELECTRONICS, USA) sowie 900 V-Folienkondensatoren (MKP1848610094P4, VISHAY, USA).

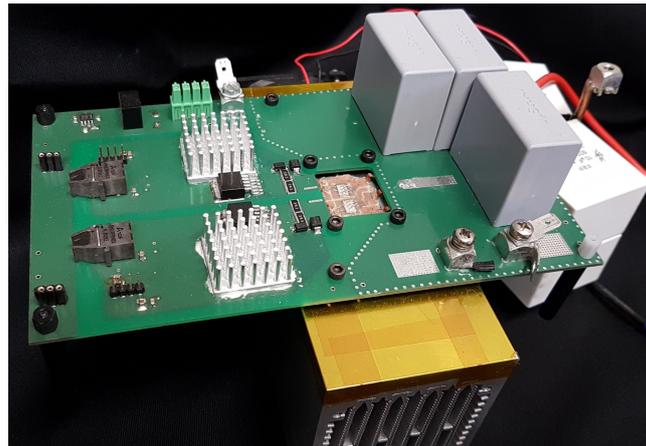
Bei der Gestaltung der Leiterplatten wurden die in Abschnitt 3.4 beschriebene Kombination aus Methoden der Leistungselektronik mit Methoden der Hochfrequenztechnik angewandt. Nur durch die Einhaltung der genannten Optimierungsschritte konnten die im Abschnitt 4.5 gezeigten Ergebnisse erzielt werden.

4.2.1 Halbbrückenschaltung

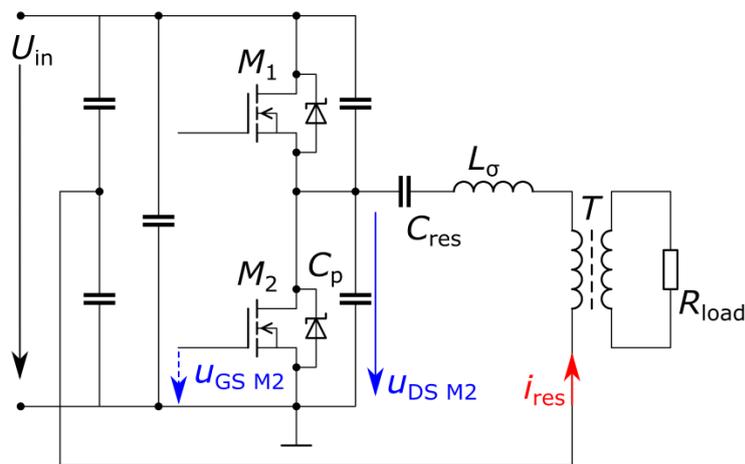
Für die Charakterisierung der Module sowie für erste Versuche wurde zunächst ein Halbbrückenwechselrichter nach dem Schaltplan in Abbildung 3.9 aufgebaut. Dieser ist in Abbildung 4.2 (a) gezeigt. Für die thermische Charakterisierung wurde die Platine mit einer Aussparung entworfen, um die Temperaturen innerhalb des Moduls während des Betriebs beobachten zu können. Zur Kühlung des Moduls ist die Platine auf ein Kühlaggregat (LA615024, FISCHER ELEKTRONIK, Deutschland) mit Lüfter geschraubt. Die beiden Gate-Treiber-ICs werden über die benachbarten Stiftkühlkörper (ICKS25x25x12.5, FISCHER ELEKTRONIK) entwärmt. Eine genaue Beschreibung des Leiterplattendesigns erfolgt anhand des Vollbrückenwechselrichters in Abschnitt 4.2.2.

Der DC-Zwischenkreis des Wechselrichters in Abbildung 4.2 wurde um einen zusätzlichen Zwischenkreis mit Mittenabgriff erweitert, um eine symmetrische Ausgangsspannung ohne DC-Offset zu erhalten. Dadurch wird eine unsymmetrische Aussteuerung des Transformators vermieden und die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) verbessert. Dies ist im Schaltplan in Abbildung 4.2 (b) veranschaulicht.

Die Halbbrückenplatinen wurden modular gestaltet, da ursprünglich die Vollbrücke aus zwei Halbbrückenplatinen zusammengesetzt werden sollte. Allerdings hat sich bei den Versuchen gezeigt, dass bei der Zusammenschaltung die Kopplung zwischen den beiden Massen nicht ausreichend umgesetzt werden kann. Des Weiteren war die vorgesehene



(a)



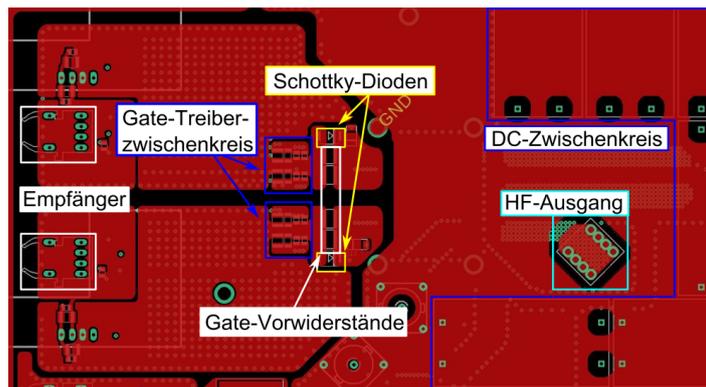
(b)

Abbildung 4.2: (a) Halbbrückenwechselrichter mit Aussparung für die thermische Charakterisierung der SMPD-Module mit Klarverguss. (b) Schaltplan des Halbbrückenwechselrichters mit zusätzlichen Zwischenkreis mit Mittenabgriff.

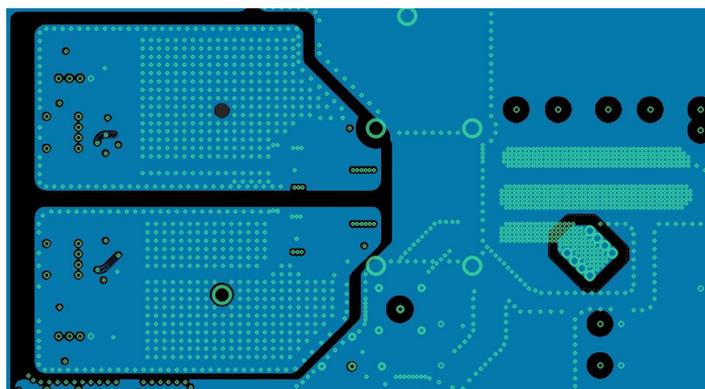
Anzahl an DC-Zwischenkreiskondensatoren nicht ausreichend. Aufgrund der hohen Schaltfrequenz muss der Strom auf möglichst viele Folienkondensatoren verteilt werden, da es sonst zu einer Überhitzung der Kondensatoren kommt. Aus diesem Grund wurden bereits bei der Halbbrückenschaltung anstelle eines $40\ \mu\text{F}$ -Folienkondensators, vier $10\ \mu\text{F}$ -Folienkondensatoren eingesetzt. Zusätzlich hat sich gezeigt, dass die Kühlung der Gate-Treiber-ICs über die aufgeklebten Stiftkühlkörper ineffektiv ist.

4.2.2 Vollbrückenschaltung

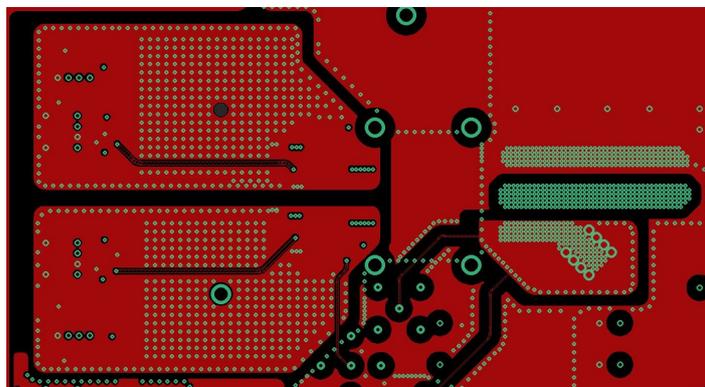
Bei der Gestaltung der Platinen wurde neben einem für hochfrequentes Schalten optimierten Design, ein geeignetes Wärmemanagement und eine hohe Stromtragfähigkeit umgesetzt. Hierfür wurden alle Verbindungen auf vielen Lagen und großflächig ausgeführt. In Abbildung 4.3 sind die vier Lagen eines der beiden Brückenarme gezeigt, wobei der zweite Brückenarm identisch gestaltet wurde.



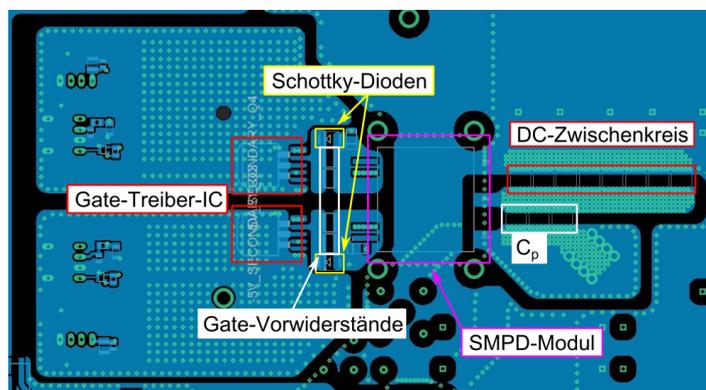
(a)



(b)



(c)



(d)

Abbildung 4.3: Details des Leiterplattendesigns der SMPD-Wechselrichters, in (a) die Top-Lage, in (b) die Zweite-Lage, in (c) die Dritte-Lage und in (d) die Bottom-Lage.

Besonders bei den Gate-Treiberschaltungen musste auf ein optimiertes Wärme-management geachtet werden. Um die Verluste in den externen Gate-Vorwiderständen, sowie den antiparallelen Schottky-Dioden möglichst gut zu verteilen, sind diese aufgeteilt. Daher sitzt jeweils ein Paar auf der Top- und Bottom-Lage. Zur Wärmespreizung sind die beiden Innenlagen bis unter die externen Gate-Vorwiderstände und Schottky-Dioden gezogen. Die Kühlung der Gate-Treiber-ICs über die aufgeklebten Stiftkühlkörper hat sich beim SMPD-Halbbrückenwechselrichter als ineffektiv erwiesen. Daher wurden die ICs auf die Bottom-Lage verschoben und werden zusammen mit den SMPD-Modulen über eine Flüssigkeitskühlplatte (416101U00000G, AAVID THERMALLOY, USA) gekühlt. Hierzu sind die ICs über Wärmeleitpads an den Kühlkörper angebunden. Da das D2Pak-Gehäuse jedoch nicht für eine Kühlung nach oben durch das Kunststoffgehäuse ausgelegt ist, wurden neben den ICs Flächen ohne Lötstopplack vorgesehen. Über diesen Flächen werden die ICs mit Al_2O_3 -Scheiben (AOS247, FISCHER ELEKTRONIK) an den Kühlkörper angebunden, dies ist in der Seitenansicht in Abbildung 4.4 veranschaulicht.

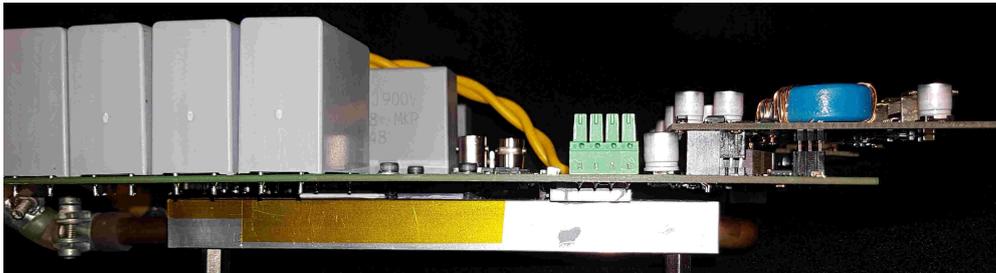


Abbildung 4.4: Seitenansicht des bestückten 25 kW-SMPD-Vollbrückenwechselrichters.

Auf der Top-Lage, Abbildung 4.3 (a), sind neben einem der beiden Gate-Vorwiderstände mit antiparalleler Schottky-Diode, auch die Gate-Treiberzwischenkreise und die optischen Empfänger, sowie die Anschlüsse für die Gate-Treiberversorgung platziert. Des Weiteren sind auf dieser Lage der Anschluss für den Brückenausgang und die Folienkondensatoren des DC-Zwischenkreises vorgesehen. Die zweite Lage, Abbildung 4.3 (b), dient zur Verteilung von $U_{GS(on)}$ sowie zur Wärmespreizung. Die dritte Lage, Abbildung 4.3 (c), ist über die auf der Fläche maximal mögliche Anzahl an Durchkontaktierungen mit der Bottom-Lage, Abbildung 4.3 (d), verbunden. Dadurch wird die Wärmeabfuhr aus dem Gate-Treiber-ICs zu den Al_2O_3 -Scheiben verbessert. Auf der Bottom-Lage sind neben dem SMPD-Modul und den Gate-Treiber-ICs, die Keramikkondensatoren des DC-Zwischenkreises und die Snubber-Kondensatoren platziert. Um die Verluste aus den Keramikkondensatoren möglichst gut abführen zu können, werden diese über Wärmeleitpads ebenfalls an die Flüssigkeitskühlplatte angebunden. Der HF-Ausgang des SMPD-Moduls ist über Durchkontaktierungen an den Anschluss für den Brückenausgang auf der Top-Lage angebunden. Die Kontaktierung der DC-Versorgung geschieht über die beiden oberen beziehungsweise beiden unteren Lagen. Die kompletten Layouts sind in Abbildung A.3 im Anhang gezeigt.

In Abbildung 4.5 sind Details eines bestückten Brückenzeigs gezeigt. Abbildung 4.5 (a) zeigt die Unterseite der Platine mit dem Modul (Prototyp ähnlich MCB30P1200LB, IXYS SEMICONDUCTOR) im ISOPLUS SMPD Gehäuse, sowie die Gate-Treiber-ICs. Neben den Gate-Treiber-ICs sind die blanken Flächen ohne Lötstopplack für die Al_2O_3 -Scheiben zu sehen. Abbildung 4.5 (b) zeigt die Oberseite der Platine. Hier sind neben dem Anschluss für den Brückenausgang die Zwischenkreiskondensatoren und optischen Empfänger zu sehen. Für die Messung der Drain-Source- und Gate-Source-Spannungen der beiden low-side FETs mit dem Oszilloskop sind BNC-Buchsen auf der Platine vorgesehen.

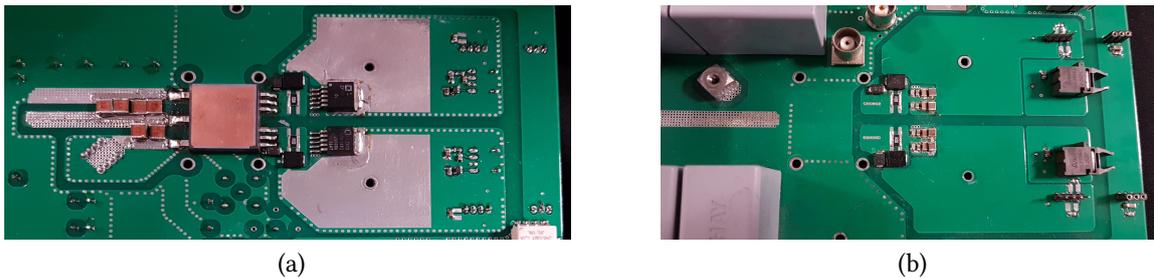


Abbildung 4.5: Details eines bestückten Brückenzeigs des SMPD-Wechselrichters mit dem fest vergossenen Prototypen-Modul, die Unterseite in (a) gezeigt und die Oberseite in (b).

Abbildung 4.6 zeigt ein Foto des gesamten resultierenden SMPD-Vollbrückenwechselrichters, inklusive der Gate-Treiberversorgungen und dem Stromwandler der Strom-nulldurchgangserkennung für die ZVS-Überwachung.

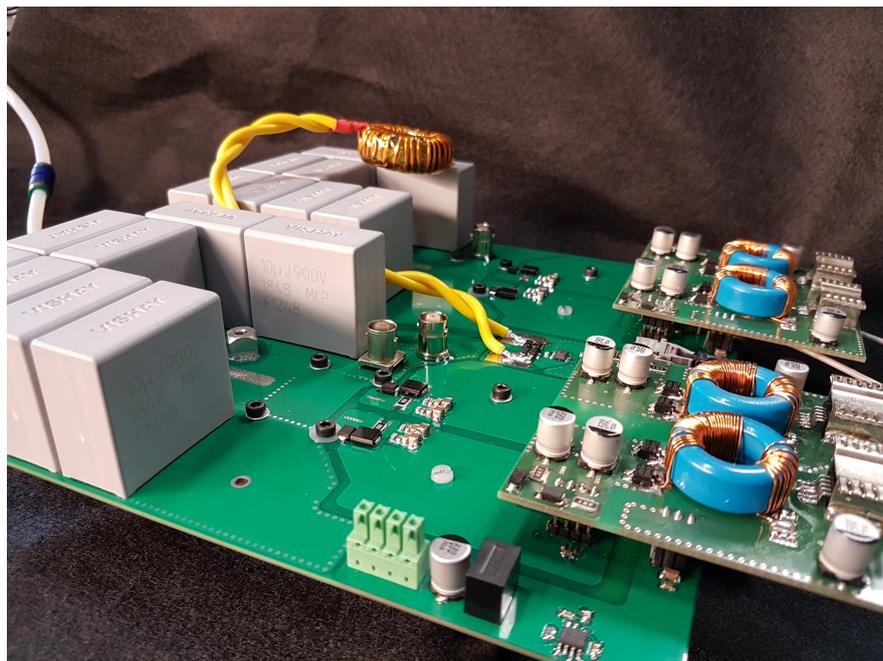


Abbildung 4.6: Bestückter 25 kW-SMPD-Vollbrückenwechselrichter.

4.2.3 Gate-Treiberversorgung

Die potentialgetrennte Gate-Treiberversorgung für die 25 kW-Einheit wurde als Aufsteckplatine realisiert und ist in Abbildung 4.7 gezeigt. Die Transformatoren sind als Ringkerne mit sequenziellen Wicklungen umgesetzt [12, 42]. Für die Ansteuerung der Transformatoren kommen Gate-Treiber-ICs (IXDN630, IXYS CORPORATION) zum Einsatz, welche mit einem 100 kHz-Rechtecksignal getaktet werden. Die beiden jeweiligen Sekundärströme werden gleichgerichtet, mit Drosseln und stromkompensierten Drosseln geglättet und laden die Pufferkondensatoren. Die beiden Ausgangsspannungsniveaus, $U_{GS(on)}$ und $U_{GS(off)}$, werden über Zener-Dioden begrenzt. Zusätzlich ist jeweils ein 5 V-Linearregler zur Versorgung der Logik-Bauteile vorgesehen. Die Leiterplattendesigns der Gate-Treiberversorgung sind im Anhang in Abbildung A.4 gezeigt.

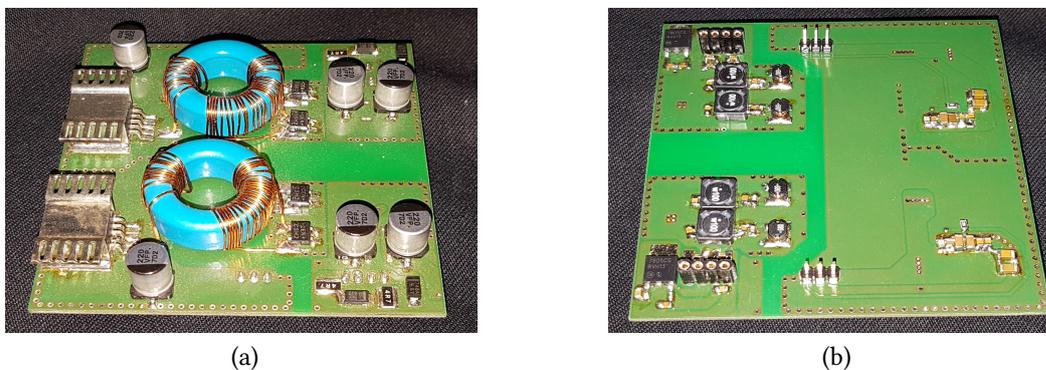


Abbildung 4.7: Gate-Treiberversorgungen für die 25 kW-Einheit, (a) zeigt die Oberseite und (b) die Unterseite.

Bei der Gestaltung des Leiterplattendesigns wurde neben der Einhaltung des Isolationsabstands auf eine gute Abschirmung des Ansteuersignals sowie auf eine niederinduktive Anbindung der Ausgangsspannungsniveaus geachtet.

4.2.4 ZVS-Überwachung

In Abbildung 4.8 ist die auf der Wechselrichterplatine implementierte Spannungs- und Stromnulldurchgangserkennung, gemäß den Schaltplänen in Abbildung 3.4, gezeigt. Diese sind auf der Wechselrichterplatine in der Mitte zwischen den Gate-Treiberinseln der Brückenzweige platziert, wie in Abbildung 4.6 zu sehen. Über die beiden optischen Sender, welche in Abbildung 4.8 (a) neben der Stromnulldurchgangserkennung gezeigt sind, werden die Signale potentialgetrennt an die Ansteuereinheit übermittelt. In Abbildung 4.8 (b) sind die 1200 V-SiC Schottky-Dioden (C4D02120E, CREE), D_1 und D_2 in Abbildung 3.4 (a), zur Sperrung der Brückenspannungen sowie die Versorgung der beiden Schaltungen über jeweils eine stromkompensierte Drosseln zu sehen.

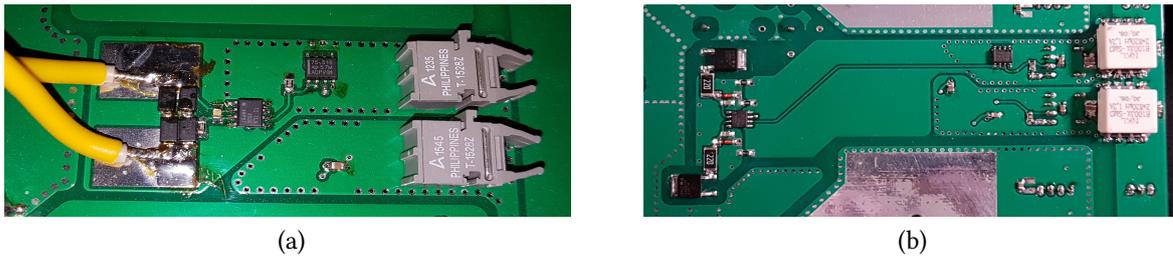


Abbildung 4.8: (a) Implementierte Strom- und (b) Spannungsnulldurchgangserkennung für die ZVS-Überwachung.

Beim Entwurf des Leiterplattendesigns musste neben der Einhaltung der Isolationsabstände besonders auf eine gute Abschirmung der Messsignale geachtet werden. Hierfür sind die Messschaltungen durch große Masse-Flächen auf drei Lagen umgeben, welche mit umlaufenden Durchkontaktierungen verbunden sind. Somit können eintreffende Störsignale effektiv abgeleitet werden.

4.3 Schwingkreis

Prinzipiell kommt für die 25 kW-Einheit die in Abbildung 2.7 gezeigte Topologie zum Einsatz. Allerdings wurde zur Gewährleistung eines sicheren Betriebs sowie zur Anpassung der Lastimpedanz an den Wechselrichter ein Transformator zwischen dem Ausgang des Schwingkreises und der Last ergänzt. Daher wurde der Wechselrichter wie im Schaltplan in Abbildung 4.9 gezeigt aufgebaut.

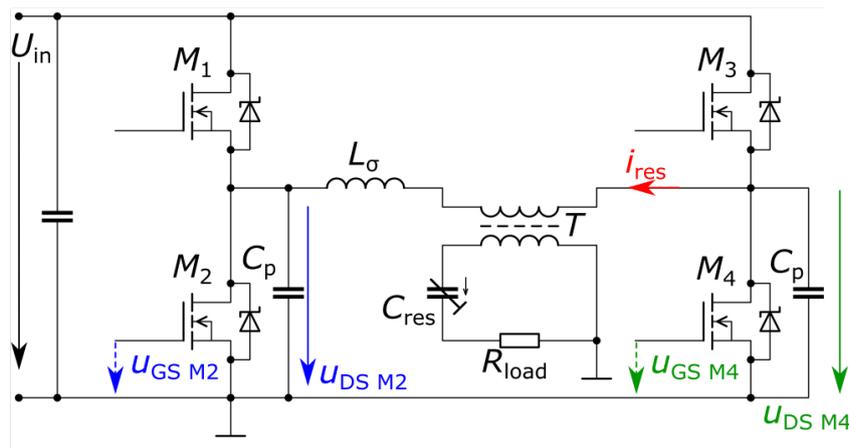
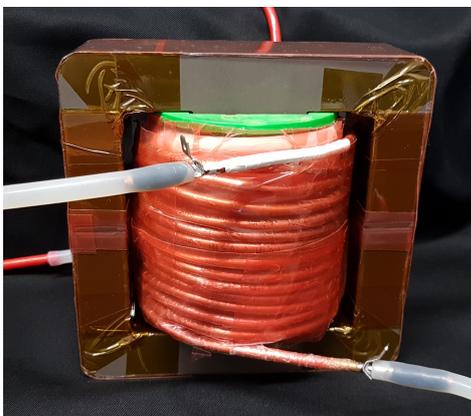


Abbildung 4.9: Schaltplan des SMPD-Vollbrückenwechselrichters für die 25 kW-Einheit. Verglichen mit Abbildung 2.7 wurde der Transformator T ergänzt, C_{res} als variabler Kondensator ausgeführt und C_p auf einen Kondensator je Halbbrücke reduziert.

4 Realisierung der 25 kW-Einheit

Die Schwingkreis­kapazität ist sekundärseitig des Transformators in Form eines variablen Vakuumkondensators realisiert. Der Kondensator wurde auf die Sekundärseite verschoben, um die nötige Kapazität und die Strombelastung zu reduzieren. Als Resonanzinduktivität dient die Streuinduktivität des Transformators L_σ . Die Snubber-Kondensatoren wurden auf ein Bauteil je Brücken­zweig reduziert. Dies ist aufgrund der Gestaltung des SMPD-Gehäuses nötig, da der Masse-Pin zwischen dem Brückenausgang und dem DC+-Anschluss platziert ist. Daher ist eine niederinduktive Anbindung eines Snubber-Kondensators parallel zum high-side MOSFET nicht möglich. Zum Ausgleich wurde die Kapazität des verbleibenden Snubber-Kondensators parallel zum low-side MOSFET verdoppelt, was in der selben Flanken­steilheit beider Drain-Source-Spannungen resultiert.

Die beiden Komponenten des Serienschwingkreises sind in Abbildung 4.10 gezeigt. Mittels des variablen Vakuumkondensators (500 – 1000 pF, WVS-TECHNOLOGY, Germany), in (b), kann der Schwingkreis und damit die Ausgangsleistung des Wechselrichters eingestellt werden. Als Schwingkreisinduktivität dient die Streuinduktivität des wasser­gekühlten Hochfrequenztransformators. Dieser besteht aus einem mit Kupferrohr bewickelten Eisenpulver-E-Kern (E610-2, MICROMETALS, USA) und ist in Abbildung 4.10 (a) gezeigt. Mit dieser Konfiguration konnte eine primäre Hauptinduktivität von $L_{H(\text{prim})} = 108 \mu\text{H}$, eine sekundäre Hauptinduktivität von $L_{H(\text{sek})} = 628 \mu\text{H}$, sowie eine Streuinduktivität von $L_\sigma = 1,83 \mu\text{H}$ erzielt werden.



(a)



(b)

Abbildung 4.10: Passive Komponenten des 25 kW-Schwingkreises, in (a) ist der wasser­gekühlte Hochfrequenztransformator mit $L_{H(\text{prim})} = 108 \mu\text{H}$, $L_{H(\text{sek})} = 628 \mu\text{H}$, $L_\sigma = 1,83 \mu\text{H}$ und $\dot{u}_{\text{Trafo}} = 1 : 2,4$ gezeigt und der variable Vakuumkondensator mit $C_{\text{res}} = 500 - 1000 \text{ pF}$ in (b).

Damit unterscheiden sich die verwendeten Bauteile des Schwingkreises leicht von den berechneten Schwingkreisparametern, welche in Tabelle 3.1 gegeben sind. Da die Streuinduktivität des Transformators größer als die benötigte Resonanzinduktivität ist, wurde die Resonanzkapazität reduziert, um eine identische Resonanzfrequenz und Ausgangsleistung zu erhalten.

4.4 Ansteuereinheit

Die Ansteuerung der Wechselrichtereinheiten wird wie im Blockschaltbild in Abbildung 3.3 veranschaulicht mit einem FPGA realisiert. Hierzu wurde eine Adapterplatine für ein FPGA-Development-Board (DE0-Nano-SoC, TERASIC, Inc., USA) entworfen. Die Adapterplatine mit dem FPGA-Board ist in Abbildung 4.11 gezeigt. Über diese wird das FPGA-Board mit Spannung versorgt und die Kommunikation mit dem Wechselrichter realisiert. Die Kommunikation zwischen FPGA-Board und Wechselrichter ist mittels optischen Sendern und Empfängern potentialgetrennt ausgeführt. Alternativ ist auch eine Kommunikation über SMA-Anschlüsse vorgesehen. Diese Variante kommt für die Ansteuerung des Vervielfältigers für die Kaskadenschaltung in Abschnitt 6.1 zum Einsatz. Auf der Adapterplatine sind neben den Sendern und Empfängern noch Drehencoder zur Einstellung der Frequenz und der Totzeit vorgesehen. Das komplette Layout ist in Abbildung A.1 im Anhang gezeigt.

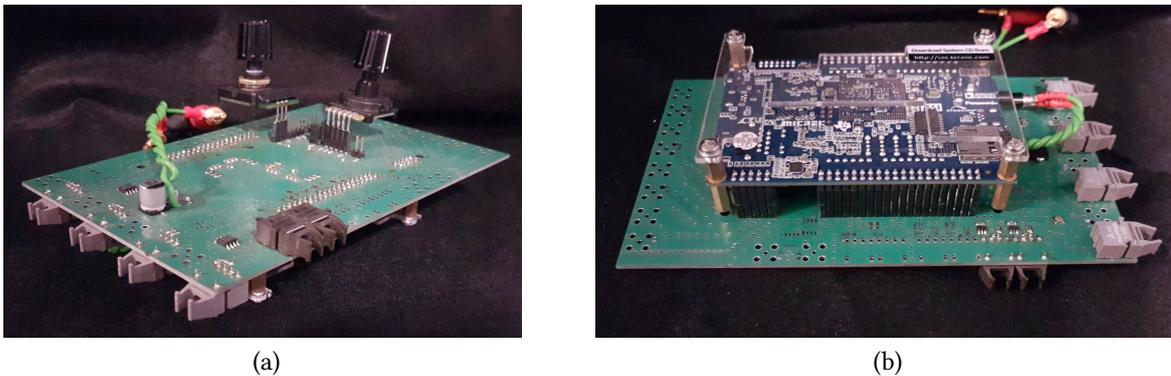


Abbildung 4.11: Adapterplatine mit dem FPGA-Development-Board zur Ansteuerung der Wechselrichter, in (a) die Oberseite mit den Drehencodern und in (b) die Unterseite mit dem FPGA-Board.

4.5 Messergebnisse

Im Folgenden werden die Messergebnisse der 25 kW-Einheit vorgestellt. Zunächst werden die Ergebnisse der Modul-Charakterisierung präsentiert. Hierzu wurde der Halbbrückenwechselrichter im Kurzschluss, also bei $R_{\text{load}} = 0 \Omega$, mit den unterschiedlichen Modulen vermessen. Dann werden die Ergebnisse des Betriebs des Vollbrückenwechselrichters an der 50Ω -Hochfrequenzlast vorgestellt und zum Schluss werden die Ergebnisse der Parameterbestimmung der ZVS-Überwachung gezeigt.

4.5.1 Modulcharakterisierung

Für die Modulcharakterisierung wurde der Halbbrückenwechselrichter eingesetzt und im Kurzschluss betrieben. Die gemessenen Spannungen und Ströme des Kurzschlussstests bei einer Schaltfrequenz von 2,50 MHz und einer Eingangsspannung von 800 V sind in Abbildung 4.12 (a) gezeigt. Dabei wurde auch der Strom durch den Source-Anschluss des low-side FETs aufgezeichnet. Diese Kurve ist allerdings nur eingeschränkt aussagefähig, da das Messsignal starke Störungen aufweist. Bei diesem Betriebspunkt speist die Halbbrücke eine Scheinleistung von 6 kVA in den Schwingkreis. Zusätzlich zu den Kurven ist in Abbildung 4.12 (b) ein Wärmebild der Halbbrücke beim selben Arbeitspunkt gezeigt. Demnach haben die Transistoren bei diesem Arbeitspunkt eine Temperatur von $T = 47,3^{\circ}\text{C}$.

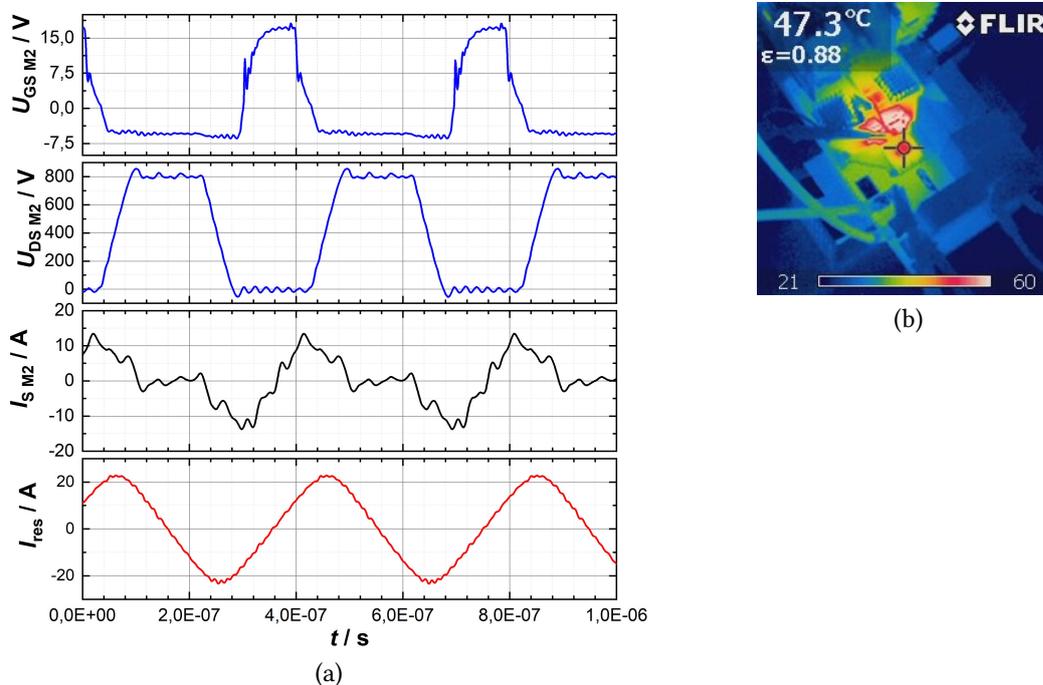


Abbildung 4.12: (a) Gemessene Spannungen und Ströme und (b) Wärmebild des SMPD-Halbbrückenwechselrichters beim Kurzschlussstest bei einer Schaltfrequenz von 2,50 MHz und einer Eingangsspannung von 800 V.

Auf Basis des Schaltverhaltens konnte keine der beiden Varianten der Bondung favorisiert werden. Um dennoch eine Entscheidung für eine der Varianten treffen zu können, wurden die Modul-Verluste von jeweils zwei Modulen mit dickem bzw. dünnem Bonddraht in Abhängigkeit des Resonanzstroms gemessen. Der Vergleich der gemessenen Verluste ist in Abbildung 4.13 gezeigt. Auch auf Basis dieser Ergebnisse ist keine der Varianten zu bevorzugen. Somit wurden die fest vergossenen Prototypen-Module mit der $8 \times 350\ \mu\text{m}$ -Bondung gefertigt, weil bei dieser Variante die Stromdichten geringer sind und die dickeren Bonddrähte als robuster gelten.

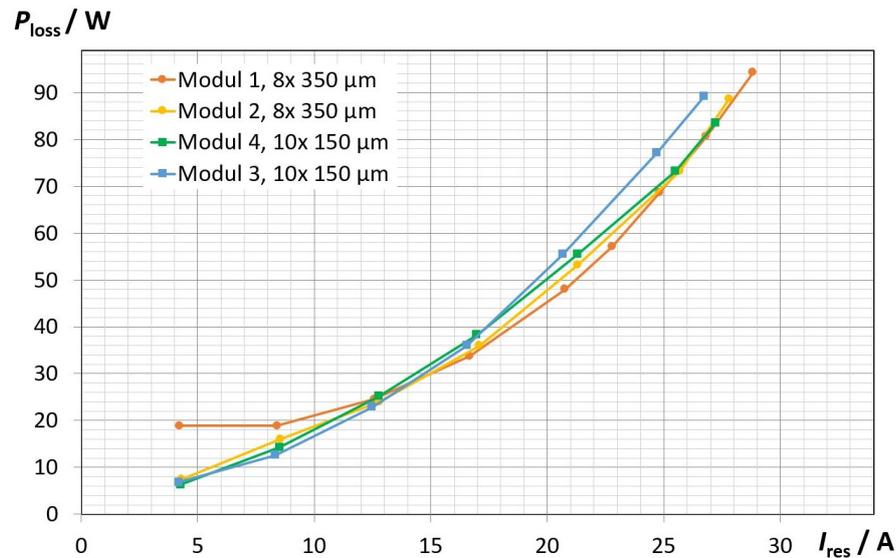


Abbildung 4.13: Vergleich der Verlustleistungen der beiden Varianten der Bondung des SMPD-Moduls über dem Resonanzstrom für jeweils zwei Module mit $8 \times 350 \mu m$ -Bondung, Modul 1 und Modul 2, und zwei Module mit $10 \times 150 \mu m$, Modul 3 und Modul 4, im Kurzschlussbetrieb bei 2,50 MHz.

4.5.2 Betrieb des Vollbrückenwechselrichters an einer Hochfrequenzlast

Die gemessenen Kurvenverläufe des SMPD-Vollbrückenwechselrichters beim Betrieb an einer 50Ω -Hochfrequenzlast sind in Abbildung 4.14 gezeigt. Dort wird der Wechselrichter mit einer Eingangsspannung von $U_{in} = 800 V$ gespeist und mit einer Schaltfrequenz von $f_{sw} = 2,50 MHz$ getaktet. Dabei wurde bei einem Resonanzstrom von $I_{res} = 68,9 A$ eine Ausgangsleistung von 25,03 kW in die Last gespeist. In diesem Arbeitspunkt konnte eine Effizienz von $\eta_{ges} = 92,53\%$ erreicht werden.

Die Frequenz der Schwingung auf der Drain-Source-Spannung kann zur Analyse der beteiligten Induktivitäten und Kapazitäten herangezogen werden. Zum Vergleich sind in Tabelle 4.3 die gemessene Schwingungsfrequenz und die Resonanzfrequenz, welche nach (4.1) berechnet wurden, gegeben. Die Resonanzfrequenz kann aus der Kommutierungsinduktivität und der Summe der beteiligten Kapazitäten, veranschaulicht in Abbildung 2.6 (a), berechnet werden. Die Kommutierungsinduktivität ist dabei die Summe der in Tabelle 4.2 angegebenen Induktivitäten $L_{komm(HS)}$ und $L_{komm(LS)}$. Da jeweils ein FET des Brückenzeiges sperrt und einer leitet, muss für die Berechnung der Frequenz die Spannungsabhängigkeit der Transistorkapazität beachtet werden. Daher muss einmal der Wert von C_{DS} für $U_{DS} \approx 0 V$ und einmal der Wert für $U_{DS} = 800 V$ verwendet werden. Zusätzlich müssen die Snubber-Kapazität C_p und die Tastkopfkapazität C_{prob} berücksichtigt werden.

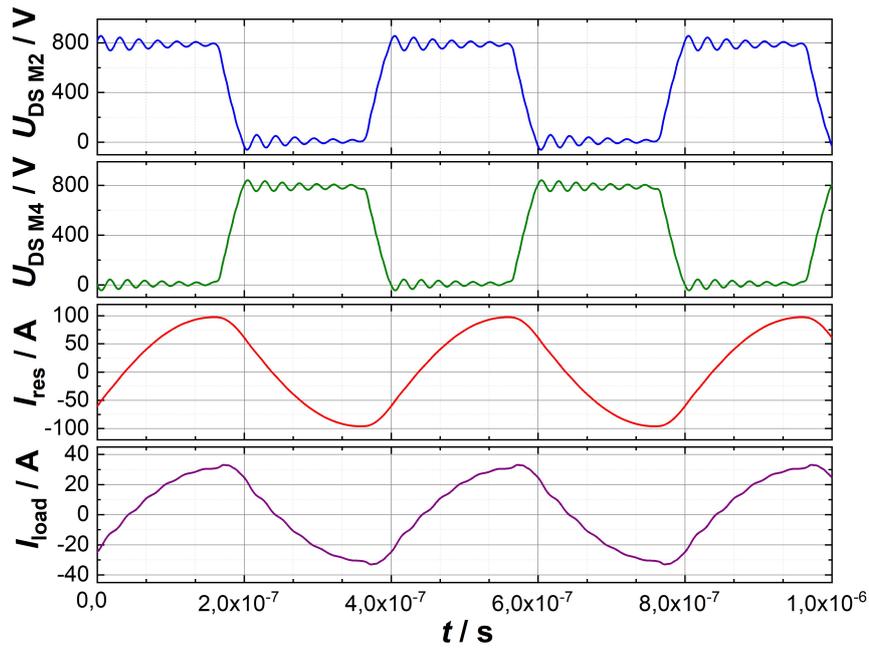


Abbildung 4.14: Gemessene Spannungen und Ströme des SMPD-Vollbrückenwechselrichters an einem $50\ \Omega$ Lastwiderstand bei einer Schaltfrequenz von $2,50\ \text{MHz}$ und $U_{\text{in}} = 800\ \text{V}$. Dabei wurde mit $I_{\text{res}} = 68,9\ \text{A}$ bei $\eta_{\text{ges}} = 92,53\%$ eine Ausgangsleistung von $25,03\ \text{kW}$ in die Last gespeist.

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{(L_{\text{komm}}(\text{HS}) + L_{\text{komm}}(\text{LS})) \cdot (C_{\text{DS}}(0\ \text{V}) + C_{\text{DS}}(U_{\text{in}}) + C_{\text{p}} + C_{\text{prob}})}} \quad (4.1)$$

Tabelle 4.3: Vergleich der theoretischen und der gemessenen Schwingungsfrequenz auf den Drain-Source-Spannungen.

berechnet (4.1)	29,81 MHz
gemessen	28,46 MHz

Die Wechselrichtereffizienz in Abhängigkeit von der in den Lastwiderstand gespeisten Ausgangsleistung ist in Abbildung 4.15 dargestellt. Für die Wirkungsgradbestimmung beim Betrieb an der $50\ \Omega$ -Last wurde der Wechselrichter mit einer konstanten Schaltfrequenz von $2,50\ \text{MHz}$ getaktet und die Eingangsspannung von $U_{\text{in}} = 100\ \text{V}$ schrittweise auf $800\ \text{V}$ erhöht. Demnach kann mit diesem Wechselrichter eine maximale Effizienz von $94,93\%$ bei $P_{\text{out}} = 14,27\ \text{kW}$ erreicht werden.

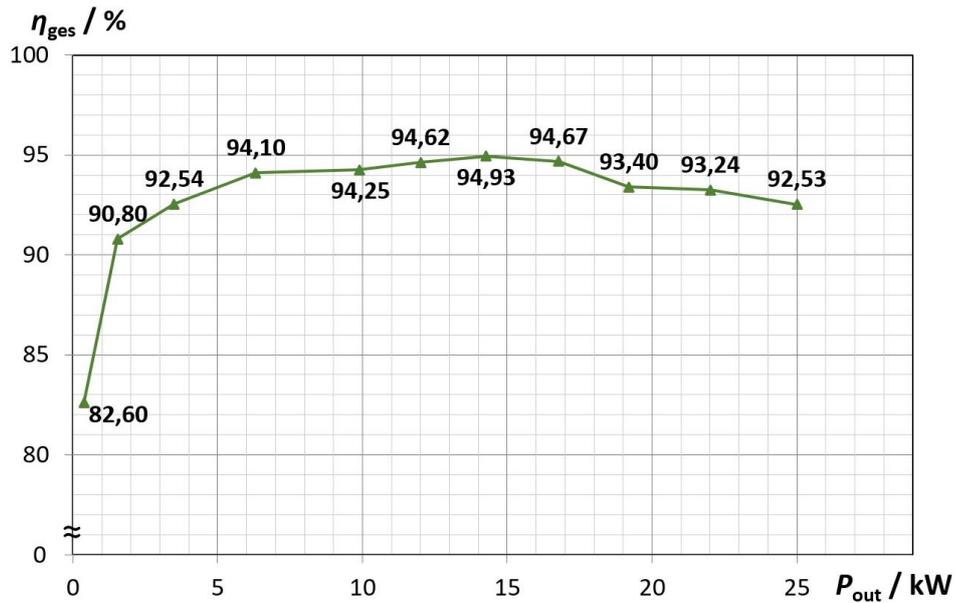


Abbildung 4.15: Gemessener Wirkungsgrad η_{ges} des SMPD-Wechselrichters beim Betrieb an einer 50Ω -Hochfrequenzlast als Funktion der Ausgangsleistung P_{out} bei $f_{\text{sw}} = 2,50 \text{ MHz}$.

Die niedrigere Effizienz bei kleinen Ausgangsleistungen kann mit der konstanten Gate-Treiberleistung sowie der Versorgung des Kühlsystems und des FPGAs begründet werden. Um die Effizienz bei kleinen Ausgangsleistungen zu steigern, könnte eine alternative Methode zur Anpassung der Ausgangsleistung angewendet werden, da die Variation der Eingangsspannung keinen Einfluss auf die konstanten Verbraucher hat. Eine Alternative ist die Pulspaketsteuerung, wie in [12] für die induktiv gekoppelte Niederdrucklampe angewendet. Diese Variante ist jedoch nur möglich, wenn die Last für eine pulsierende Versorgung geeignet ist.

Da die ohmschen Verluste in den Transformatorwicklungen eine quadratische Abhängigkeit vom Resonanzstrom haben, steigt ihr Anteil an den Gesamtverlusten mit zunehmender Ausgangsleistung. Daraus resultiert die abnehmende Effizienz ab Ausgangsleistungen über 15 kW . Zusätzlich zu den ohmschen Verlusten in den Wicklungen steigen mit der Ausgangsleistung auch die Aussteuerung des Transformator-kerns, was die Kernverluste erhöht. Beides führt zu einer starken Erwärmung des Transformators, wodurch beide Effekte nochmals verstärkt werden.

4.5.3 ZVS-Überwachung

Um die ZVS-Überwachung im Ansteuerprogramm implementieren zu können, müssen die Zeitverzögerungen der Messschaltungen sowie der Gate-Treiber bekannt sein. Anschließend können die Zeitpunkte gemäß dem Zeitplan in Abbildung 3.5 verglichen werden. In Abbildung 4.16 sind die gemessenen Zeitverzögerungen veranschaulicht. Bestimmt wurde jeweils die Zeit zwischen dem Nulldurchgang bis zur steigenden beziehungsweise fallenden Flanke am Eingangspin des FPGA. Die Nulldurchgangserkennung der Spannung

zeigt eine spannungsabhängige Zeitverzögerung, wie in Abbildung 4.16 (a) zu sehen. Das lässt sich durch das Zusammenspiel der spannungsabhängigen Ausgangs-Kapazität der MOSFETs sowie der spannungsabhängigen Kapazität der SiC-Schottky-Dioden erklären. Zusätzlich entspricht jeder Messpunkt einer anderen Eingangsspannung und damit einem anderen Betriebspunkt. Dies resultiert in unterschiedlichen Resonanzströmen und Kommutierungszeiten.

Im Gegensatz dazu zeigt die Nulldurchgangserkennung des Stroms keine Abhängigkeit von der Größe des Resonanzstroms. Dies ist in Abbildung 4.16 (b) veranschaulicht. Darin ist ein Vergleich von zwei Messungen dargestellt, eine bei $I_{\text{res}} = 82 \text{ A}$ und eine bei 11 A . Es konnte jeweils eine Verzögerung von $\Delta t_i = 108 \text{ ns}$ sowohl für die steigende als auch für die fallende Flanke bestimmt werden.

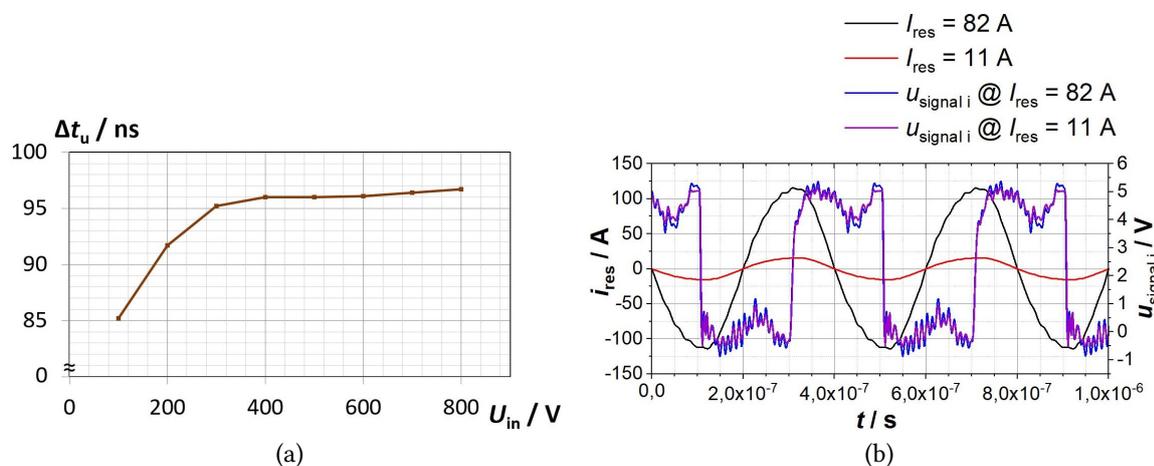


Abbildung 4.16: Gemessene Zeitverzögerungen der Strom- und Spannungsnulldurchgangserkennung für die ZVS-Überwachung. (a) zeigt die Abhängigkeit der zeitlichen Verzögerung der Spannungsnulldurchgangserkennung von der Eingangsspannung und (b) einen Vergleich der zeitlichen Verzögerung der Stromnulldurchgangserkennung von $I_{\text{res}} = 11 \text{ A}$ mit $I_{\text{res}} = 82 \text{ A}$.

Zusätzlich zu diesen Verzögerungswerten muss für die Überwachung auch die zeitliche Verzögerung des Schaltsignals vom FPGA zum Gate bekannt sein. Diese Verzögerung wurde mit $\Delta t_{\text{Gate}} = 82 \text{ ns}$ gemessen.

Die ZVS-Überwachung wurde nach dem in Abbildung 3.5 gezeigten Zeitplan auf dem FPGA implementiert und konnte erfolgreich bei verschiedenen Betriebspunkten getestet werden. Aktuell werden die Gate-Signale nach drei aufeinanderfolgenden Verletzungen der ZVS-Bedingung blockiert. Mit diesem System ist es somit möglich, einen sicheren Betrieb des Generators zu gewährleisten, ohne die hochfrequenten Ströme und Spannungen in Echtzeit messen zu müssen. In einem nächsten Schritt könnte die Überwachung zu einer Regelung erweitert werden. Hierfür ist zu überprüfen, welche der beiden Grenzen verletzt wurde, um die Gate-Signale dementsprechend nachzuführen.

4.6 Zusammenfassung der Ergebnisse der 25 kW-Einheit

In diesem Kapitel wurden die Ergebnisse der Realisierung der 25 kW-Einheit präsentiert. Aus diesen Messungen resultieren folgende Punkte:

- Eine effiziente Alternative zu Röhrengeneratoren im Leistungsbereich über 10 kW bei 2,50 MHz kann mit SiC-Transistoren realisiert werden.
- Mit einem niederinduktiven Gehäuse lässt sich die Eignung von SiC-FETs für den hochfrequenten Betrieb deutlich steigern.
- Mit der ZVS-Überwachung ist es möglich einen sicheren Betrieb vom MHz-Wechselrichtern zu gewährleisten, ohne die hochfrequenten Ströme und Spannungen messen zu müssen.

5 Realisierung der 2,5 kW-Einheit

Im folgenden Kapitel wird die Realisierung der kleinen 2,5 kW-Einheit beschrieben. Dieser kleine Generator bildet die Grundlage für die Kaskadenschaltung, welche in Kapitel 6 beschrieben wird. Wie in Abschnitt 3.8 beschrieben, wird neben der Entwicklung der 2,5 kW-Einheit auch der Einfluss des Transistorgehäuses auf das Wechselrichtersystem untersucht. Daher werden die folgenden Untersuchungen jeweils mit drei Wechselrichtern durchgeführt. Zunächst werden die Gehäuseinduktivitäten bestimmt und verglichen, dann die Platinen und die resultierenden Wechselrichter vorgestellt und abschließend die Messergebnisse von zwei Betriebspunkten präsentiert und bewertet.

Die in diesem Kapitel vorgestellten Ergebnisse finden sich zum Teil in [44, 72].

5.1 Gehäuseinduktivitäten

Die resultierenden Kommutierungs- und Gate-Induktivitäten jedes Brückenweiges bzw. Gate-Treibers der drei Varianten wurden mit einem Impedanz-Analysator gemessen und sind in der Tabelle 5.1 gegenübergestellt. Die Kommutierungsinduktivitäten $L_{\text{komm(HS)}}$ beziehungsweise $L_{\text{komm(LS)}}$ wurde dabei jeweils für den high-side beziehungsweise den low-side FET bestimmt und ergeben sich aus der Summe der Induktivitäten der Anschlusspins, der Bonddrähte und des jeweiligen Chips, wie in Abbildung 2.6 (a) veranschaulicht.

Tabelle 5.1: Vergleich der resultierenden Kommutierungsinduktivität jedes Brückenweiges sowie der Gate-Induktivitäten.

Hersteller	CREE		INFINEON
Bezeichnung	C3M0065090J	C3M0065100K	IMZ120R045M1
WR	A	C	D
$L_{\text{komm(HS)}}$	1,46 nH	4,10 nH	3,49 nH
$L_{\text{komm(LS)}}$	1,47 nH	4,08 nH	3,45 nH
L_{GS}	0,85 nH	1,89 nH	1,25 nH

Dabei zeigen sich signifikante Unterschiede zwischen dem SMD-Bauteil und den TO-247-Bauteilen. Eine detaillierte Untersuchung der Auswirkungen einer erhöhten parasitären Induktivität findet sich in [71, 73]. Dementsprechend sollten die Schaltverluste und die induzierten Überschwinger beim *WR A* mit den D2Pak-FETs deutlich geringer ausfallen. Die Unterschiede in den Induktivitäten zwischen den beiden 4pin TO-247-Bauteilen lassen sich mit unterschiedlich ausgeführten Anschlüssen erklären. Durch eine Verbreiterung des Drain-Pins des C3M0065100K kann dieser nicht so weit in die Platine gesteckt werden wie

der IMZ120R045M1. Der Unterschied ist in Abbildung 5.1 veranschaulicht.

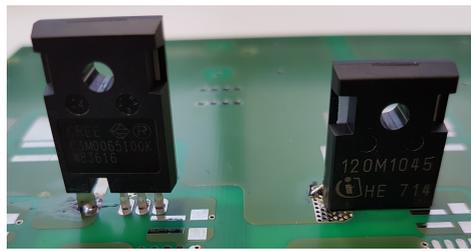


Abbildung 5.1: Vergleich von CREE's (links) und INFINEON's (rechts) 4pin TO-247-Gehäuse.

Zur Veranschaulichung der Größenverhältnisse wurde das 3D-Modell in Abbildung 5.2 erstellt. Darin ist der 65 mΩ-SiC-MOSFET-Chip im D2Pak und im 4pin TO-247-Gehäuse dargestellt. Zur Erstellung des 3D-Modells wurden die Chipmaße dem Bar-Die-Datenblatt entnommen [74] und die Positionierung des Chips auf der Kühlplatte abgeschätzt. Da keine Informationen über die Bondverbindungen verfügbar sind, wurde auf ihre Darstellung verzichtet. Prinzipiell wird die Bondung jedoch ähnlich wie bei den SMPD-Halbbrückenmodulen in Abbildung 4.1 ausgeführt sein. Aufgrund des vertikalen Transistor-Aufbaus (Abbildung 2.1) ist die Kühlplatte mit dem Drain-Kontakt verbunden. Beim 7pin D2Pak-Gehäuse wird der Drain daher über die Kühlplatte kontaktiert, indem diese auf die Platine gelötet wird. Die restlichen Anschlüsse des 7pin D2Pak sind als SMD-Pins ausgeführt, wobei fünf Pins für den Source-Kontakt vorgesehen sind. Beim 4pin TO-247-Gehäuse sind alle vier Kontakte zur Durchsteckmontage (engl. through-hole technology) ausgeführt. Die Kühlplatte des TO-247-Gehäuses wird üblicherweise an einen Kühlkörper angebunden, wobei auf eine eventuell nötige Isolation zu achten ist. Anhand des 3D-Modells sind die deutlich unterschiedlichen Induktivitäten in Tabelle 5.1 leicht ersichtlich.

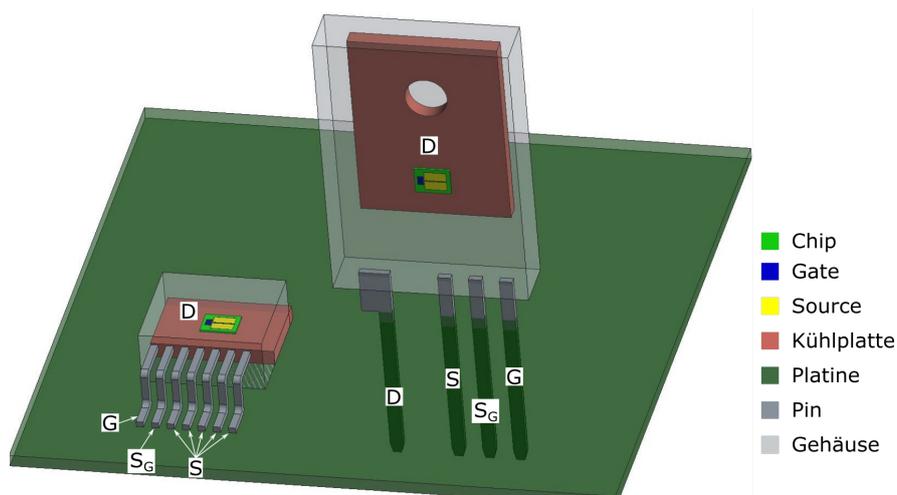


Abbildung 5.2: Veranschaulichung der Größenverhältnisse vom CREE 65 mΩ SiC-MOSFET im D2Pak beziehungsweise im 4pin TO-247-Gehäuse anhand eines 3D-Modells [65,66,74]. Um einen guten Kontrast zwischen den einzelnen Komponenten zu erreichen, wurden diese bunt eingefärbt.

5.2 Platinen

Für die zwei Gehäusevarianten wurde jeweils eine Platine ausgelegt, entworfen und für die drei unterschiedlichen Transistoren aufgebaut. Um alle Verbindungen möglichst niederinduktiv auszuführen sowie um die Ansteuersignale möglichst gut abzuschirmen, wurden die Platinen mit vier Lagen entworfen. Im Nachfolgenden wird detailliert auf die beiden Wechselrichterplatinen sowie die Gate-Treiberversorgung eingegangen. Wie beim 25 kW-Wechselrichter werden Gate-Treiber-ICs (IXDN614, IXYS CORPORATION, USA) im D2Pak gemäß dem Schaltplan in Abbildung 3.1 eingesetzt. Die Gate-Treiber-ICs werden über SMD-Kühlkörper (FK24413D2PAK, FISCHER ELEKTRONIK, Deutschland) gekühlt. Um die Transistoren möglichst schnell ausschalten zu können, wurde wieder $R_{G(\text{ext})\text{off}} = 0\Omega$ gewählt [71]. Der DC-Zwischenkreis besteht ebenfalls aus 1000 V-Glimmer-Keramikkondensatoren (MC22FF152JF, CORNELL DUBILIER ELECTRONICS, USA) sowie 900 V-Folienkondensatoren (MKP1848640094Y, VISHAY, USA), vergleiche Abschnitt 4.2.2.

5.2.1 WRA mit den D2Pak-FETs

Da die Simulation in Abschnitt 3.8.3 lediglich 2,72 W Halbleiterverluste pro Transistor ergab und der C3M0065090J ein SMD-Bauteil ist, wurde WRA fast ausschließlich mit SMD-Komponenten sowie komplett passiv gekühlt aufgebaut. Für die Kühlung der FETs kommen SMD-Kühlkörper (DV-T263-101E, OHMITE, USA) mit einem Wärmewiderstand von 8,5 K/W zum Einsatz. Damit ist es möglich, einen kompakten und passiv gekühlten MHz-Wechselrichter mit einer maximalen Sperrschichttemperatur von unter 90°C zu realisieren. In Tabelle 5.2 sind weitere Details zu den erwarteten Temperaturen zu finden.

Bei der Gestaltung der Leiterplatte mussten neben einem für hochfrequentes Schalten optimierten Design auch ein geeignetes Wärmemanagement umgesetzt werden. In Abbildung 5.3 sind die vier Lagen von einem der beiden Brückenarme gezeigt. Der zweite Brückenarm ist identisch aufgebaut. Auf der Top-Lage, Abbildung 5.3 (a), sind die FETs und die Gate-Treiber-ICs mit den dazugehörigen Kühlkörpern platziert. Zur besseren Strom- und Wärmeverteilung sind die Gate-Treiber-ICs sowie der Drain-Kontakt des high-side FETs und deren Kühlkörper über Durchkontaktierungen mit der zweiten Lage, Abbildung 5.3 (b), verbunden. Um die hochfrequenten Störungen so gering wie möglich zu halten, wurden beim Drain-Kontakt des low-side FETs keine zusätzlichen Flächen zur Strom- und Wärmeverteilung geschaffen. Die Snubber-Kondensatoren C_p sind niederinduktiv direkt neben den Transistoren angebracht, um die Schaltverluste möglichst gering zu halten. Diese niederinduktive Anbindung hat den Nachteil, dass die Kondensatoren durch die Transistorverluste mit aufgeheizt werden. Zwischen den Snubber-Kondensatoren des high-side und des low-side FETs sind die Schwingkreiskondensatoren sowie der Anschluss für den Brückenausgang platziert.

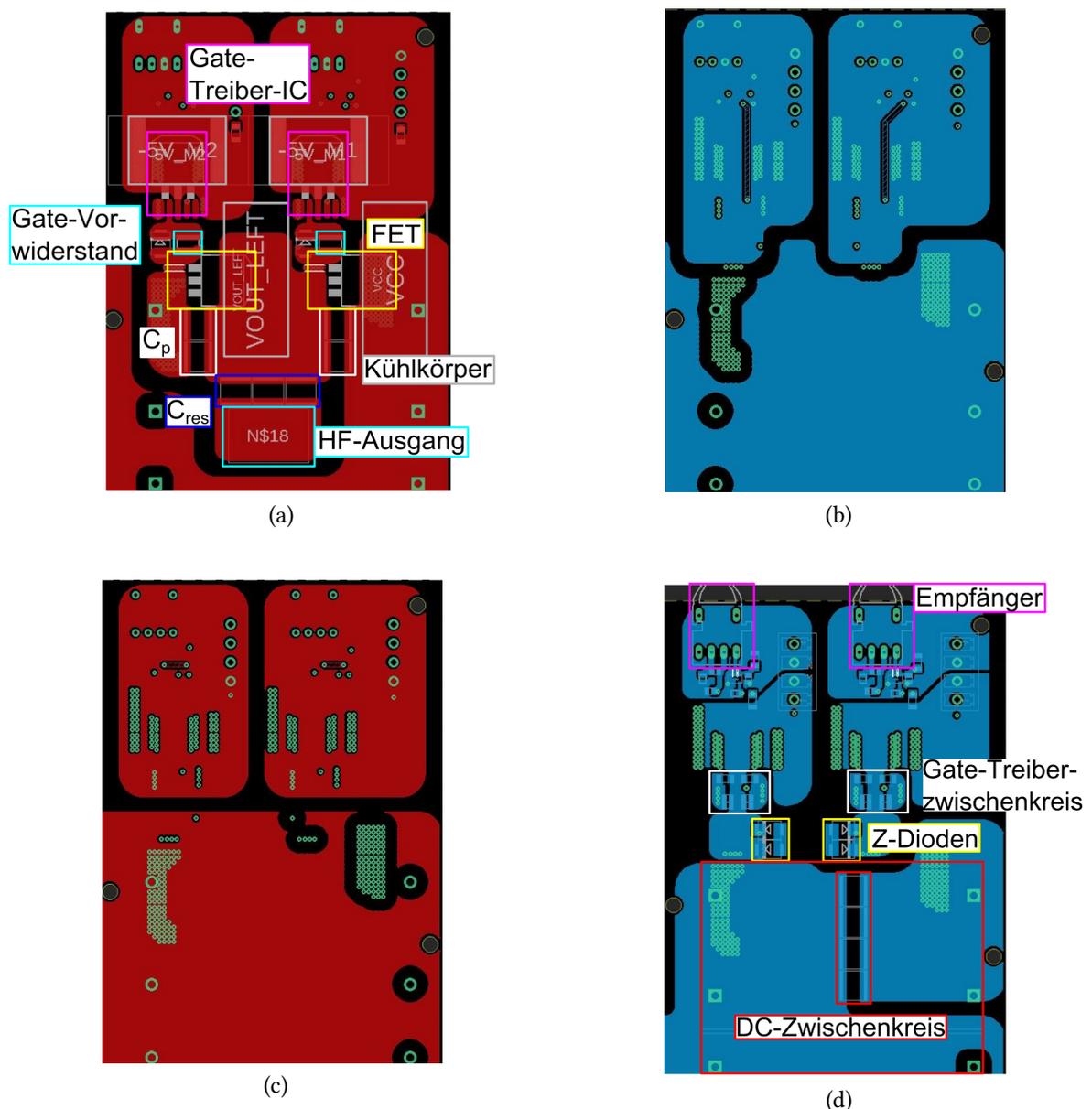


Abbildung 5.3: Details des Leiterplattendesigns von WRA, in (a) die Top-Lage, in (b) die Zweite-Lage, in (c) die Dritte-Lage und in (d) die Bottom-Lage.

Die Gate-Treiber sind über den externen Gate-Vorwiderstand sowie die antiparallele Diode auf der Top-Lage an die Gate-Anschlüsse angebunden. Der Rückweg aus der Driver-Source führt über Durchkontaktierungen auf die Bottom-Lage, 5.3 (d), in den geteilten Zwischenkreis des Gate-Treibers. Die beiden Verbindungen sind exakt übereinander angeordnet, um die Verbindung möglich niederinduktiv zu realisieren. Die beiden mittleren Lagen, 5.3 (b) und (c), werden in den Gate-Treiber-Inseln zur Anbindung der Versorgungsspannungen sowie zur Signalführung und Wärmespreizung verwendet. Die beiden Z-Dioden zur Verhinderung von Überspannungen sind auf der Bottom-Lage platziert.

Die DC-Zwischenkreiskondensatoren sind auf der Bottom-Lage angeordnet, wobei jede Halbbrücke über eigene Kondensatoren verfügt. Die Kondensatoren sind jeweils mittig zu

den Halbbrücken platziert und über Durchkontaktierungen angebunden. Die beiden oberen Lagen, Abbildung 5.3 (a) und (b), sind dabei mit DC+ verbunden und die beiden unteren Lagen, Abbildung 5.3 (c) und (d), mit DC-. Die kompletten Layouts, mit den Abmessungen $125\text{ mm} \times 145\text{ mm}$, sind im Anhang in Abbildung A.5 zu sehen.

Der komplette bestückte Wechselrichter ist in Abbildung 5.4 gezeigt. Dabei sind in (a) die Transistoren und Gate-Treiber-ICs mit den dazugehörigen Kühlkörpern, die Snubber- und Schwingkreiskondensatoren sowie die Anschlüsse für die DC-Versorgung und den HF-Ausgang zu sehen und in (b) die Zwischenkreiskondensatoren sowie die Anschlüsse für die Gate-Treiberversorgung und die optischen Empfänger.

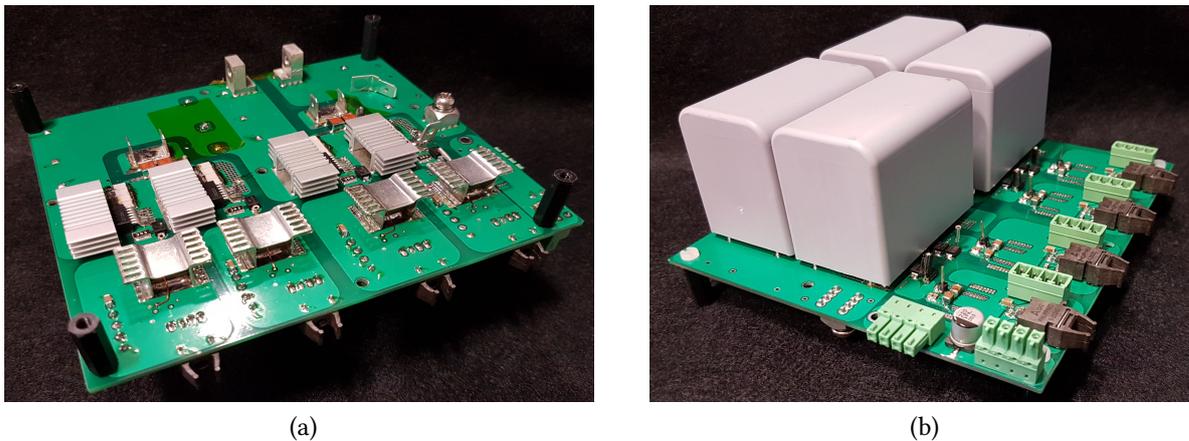


Abbildung 5.4: Ober-, in (a), und Unterseite, in (b), des bestückten WRA.

5.2.2 WRC und WRD mit den 4pin TO-247-Transistoren

Aufgrund der großen Kühlfläche auf der Rückseite der TO-247-Transistoren ist es möglich, einen leistungsfähigen aktiv gekühlten Kühlkörper (LAM4K15024, FISCHER ELEKTRONIK) mit einem Wärmewiderstand von $0,65\text{ K/W}$ zur Kühlung aller vier FETs einzusetzen. Zur Isolierung des Drain-Kontakts werden Al_2O_3 -Scheiben (AOS247, FISCHER ELEKTRONIK) verwendet. Beim Einsatz der laut Simulation etwas weniger effizienten C3M0065100K-FETs in Kombination mit dem aktiv gekühlten Kühlkörper ist bei einer Umgebungstemperatur von 25°C eine Chiptemperatur von etwas über 60°C zu erwarten. Details zu den zu erwartenden Temperaturen sind ebenfalls in Tabelle 5.2 zu finden.

Da die Transistoren durch die Kühlfläche auf der Rückseite des TO-247-Gehäuses direkt an den Kühlkörper angebunden sind, ist es nicht nötig die Verlustleistung über die Platine zu verteilen. Durch die größere Gehäuseinduktivität der TO-247-Transistoren musste jedoch ausdrücklich auf niederinduktive Kommutierungspfade geachtet werden. In Abbildung 5.5 sind die vier Lagen eines Brückenweges gezeigt. Der zweite Brückenweg ist wieder identisch aufgebaut.

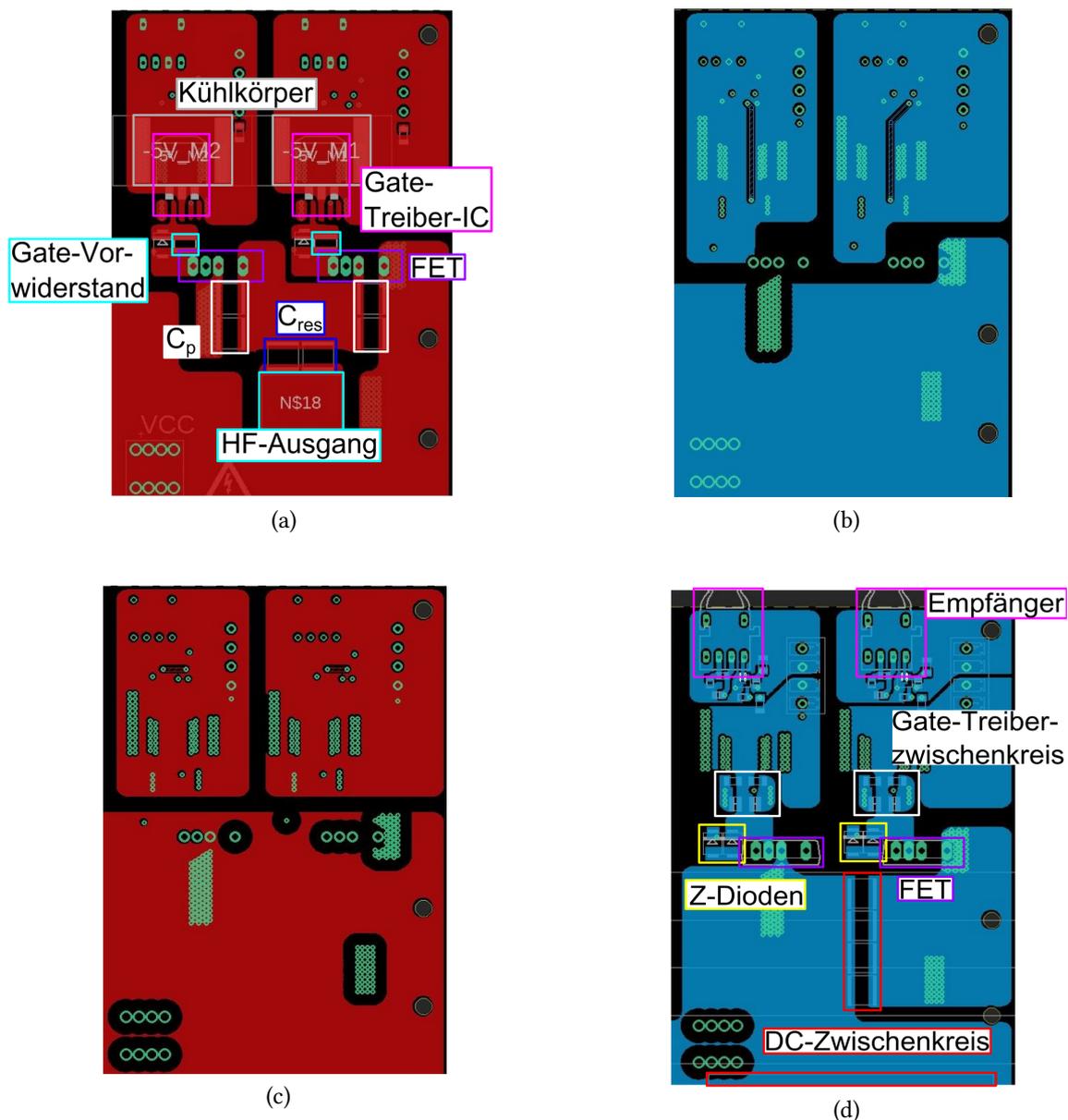


Abbildung 5.5: Details des Leiterplattendesigns von *WRC* und *WRD*, in (a) die Top-Lage, in (b) die Zweite-Lage, in (c) die Dritte-Lage und in (d) die Bottom-Lage.

Entgegen dem Layout wurden die Transistoren und der dazugehörige Kühlkörper auf der Top-Lage platziert. Dadurch sitzt der Kühlkörper über den Snubber- und den Schwingkreis-kondensatoren und diese können aktiv gekühlt werden. Das restliche Konzept ist identisch zu *WRA*. Die kompletten Layouts, mit den Abmessungen 133 mm × 145 mm, sind in Abbildung A.6 im Anhang gezeigt.

Der resultierende bestückte *WRC* mit den CREE C3M0065100K-FETs ist in Abbildung 5.6 gezeigt, wobei *WRD* mit den INFINEON-FETs identisch aufgebaut ist. Dabei sind in (a) die Transistoren und Gate-Treiber-ICs mit den dazugehörigen Kühlkörpern zu sehen und in (b) die Zwischenkreiskondensatoren, die Anschlüsse für die Gate-Treiberversorgung und die DC-Versorgung sowie die optischen Empfänger.

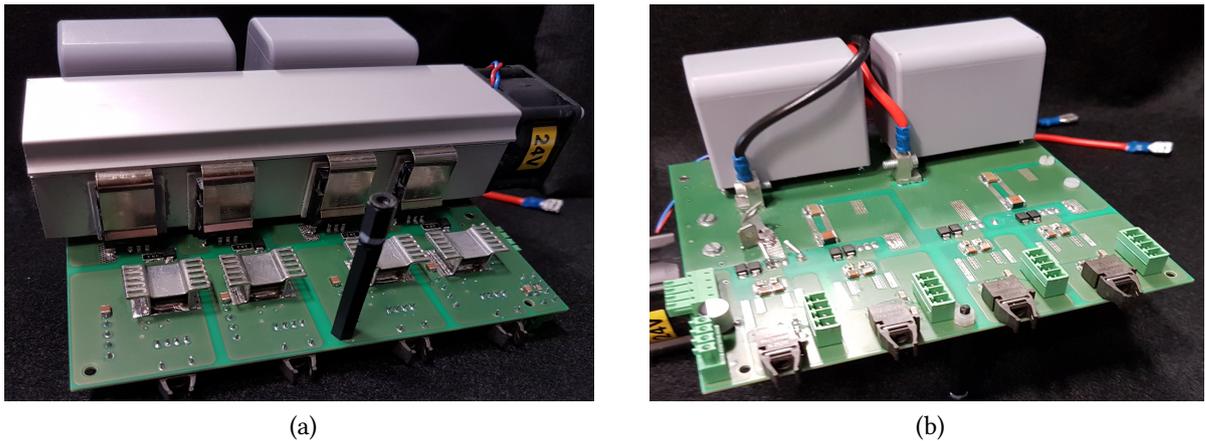


Abbildung 5.6: Ober-, in (a), und Unterseite, in (b), des bestückten *WRC*, wobei *WRD* abgesehen von den Transistoren identisch aufgebaut ist.

5.2.3 Vergleich der resultierenden Wechselrichter

Mit den Transistorverlusten aus der Simulation sowie den Datenblattangaben von den Transistoren, Gate-Treibern und Kühlkörpern können die Chip- und Kühlkörpertemperaturen berechnet werden. Zum Vergleich sind diese in Tabelle 5.2 aufgeführt. Aufgrund der erhöhten Chip-Temperatur von *WRA* muss von einer reduzierten Lebensdauer der Transistoren ausgegangen werden.

Tabelle 5.2: Berechnete Chip- und Kühlkörpertemperaturen [65–67, 75–78].

Hersteller	CREE		INFINEON
Bezeichnung	C3M0065090J	C3M0065100K	IMZ120R045M1
Gehäuse	7pin D2Pak	4pin TO-247	4pin TO-247
<i>WR</i>	<i>A</i>	<i>C</i>	<i>D</i>
$R_{th \text{ heat sink}}$	8,5 K/W	0,65 K/W	0,65 K/W
$\Delta T_{\text{heat sink}}$	53,04 K	27,4 K	-
$R_{thJC \text{ FET}}$	1,1 K/W	1,1 K/W	0,51 K/W
ΔT_{FET}	59,9 K	36,4 K	-
T_j	84,9° C	61,4° C	-
$P_{\text{gate driver}}(3 \text{ MHz})$	1,32 W	1,32 W	2,75 W

Abbildung 5.7 zeigt zum Vergleich ein Foto der beiden 2,5 kW Vollbrückenwechselrichter, *WRA* links und *WRC* rechts. Dabei hat *WRA* Dimensionen von 145 mm × 125 mm × 65 mm und *WRC* beziehungsweise *WRD* von 180 mm × 140 mm × 105 mm. Somit ist das Volumen der TO-247-Wechselrichter (2,62 L) jeweils mehr als doppelt so groß wie das Volumen des D2Pak-Wechselrichters (1,18 L). Allerdings muss hier angemerkt werden, dass das Volumen von *WRC* beziehungsweise *WRD* hauptsächlich aufgrund der Höhe größer ausfällt. Da der Kühlkörper von der Bottom- auf die Top-Lage verschoben wurde, um die Snubber- und die Schwingkreiskondensatoren zu kühlen, mussten zwei Folienkondensatoren auf die

Bottom-Lage ausweichen. Daher sind bei den TO-247-Varianten auf Bottom und Top Folienkondensatoren platziert, woraus die gesteigerte Bauhöhe resultiert.

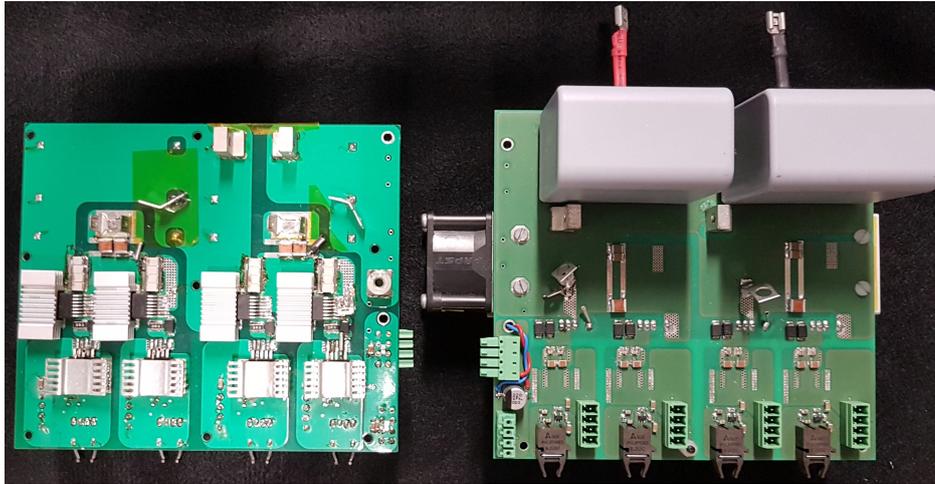


Abbildung 5.7: Beide Wechselrichter-Prototypen: *WRA* auf der linken Seite und *WRC* auf der rechten Seite.

5.2.4 Gate-Treiberversorgung

Die isolierte Gate-Treiberversorgung für die 2,5 kW-Einheit wurde ebenfalls als Aufsteckplatine realisiert. Der Aufbau ist identisch zur in Abschnitt 4.2.3 beschriebenen Gate-Treiberversorgung für den SMPD-Wechselrichter. Allerdings ist hier ein Gate-Treiber-IC zur Ansteuerung aller vier Transformatoren ausreichend, da die Gate-Kapazität der verwendeten Transistoren kleiner ist. Die Wechselrichter wurden so gestaltet, dass die Gate-Treiberversorgung bei allen drei Varianten zum Einsatz kommen kann. In Abbildung 5.8 sind zwei Versionen zu sehen. In (a) für die Versorgung der Gate-Treiber-ICs mit $-5/+18\text{ V}$ und in (b) für eine Versorgungsspannung von $0/+18\text{ V}$. Die Layouts der Gate-Treiberversorgungen sind im Anhang in Abbildung A.7 gezeigt.

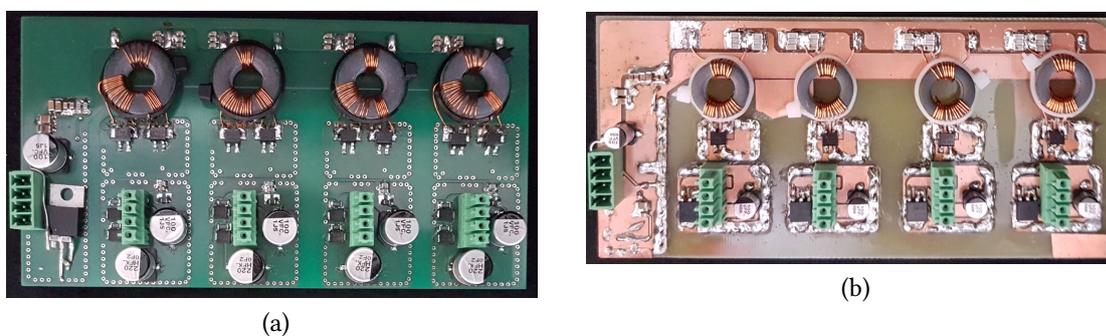


Abbildung 5.8: Gate-Treiberversorgungen für die 2,5 kW-Einheit, (a) mit einer Versorgungsspannung von $-5/+18\text{ V}$ und (b) mit $0/+18\text{ V}$.

Die 0/+18V-Versorgung wurde für die Verwendung mit den INFINEON-Transistoren entwickelt, um die benötigte Gate-Treiberleistung zu reduzieren. Laut BASLER [79] ist es möglich, den IMZ120R045M1 mit 0/+18V zu betreiben, da die Threshold-Spannung dieser MOSFETs, mit $u_{GS(th)} = 3\text{ V}$, hoch genug ist um einen sicheren Sperrzustand auch ohne negative Gate-Spannung zu gewährleisten. In Abbildung 5.9 ist die gemessene Gate-Treiberleistung für die drei Transistoren über der Schaltfrequenz gegeben. Dabei wurde WRD einmal mit der -5/+18V-Versorgung und einmal mit der 0/+18V-Versorgung betrieben. Demnach können mit der 0/+18V-Versorgung bei $f_{sw} = 3\text{ MHz}$ bis zu 7,5 W eingespart werden.

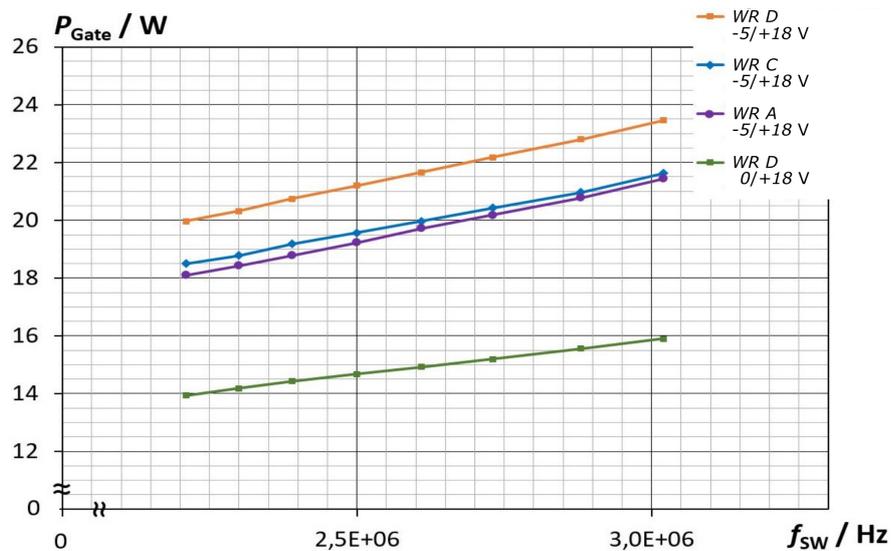


Abbildung 5.9: Gemessene Gate-Treiberleistungen in Abhängigkeit von der Schaltfrequenz für die verschiedenen MOSFETs der 2,5 kW-Einheit. Gemessen für jeweils eine Vollbrücke bei $U_{DS} = 0\text{ V}$.

5.3 Schwingkreis

Auch bei der 2,5 kW-Einheit kommt zur Anpassung der Lastimpedanz an den Wechselrichter sowie zur Gewährleistung eines sicheren Betriebs ein Transformator zwischen dem Ausgang des Schwingkreises und der Last zum Einsatz. Für eine symmetrische Kommutierung beider Brückenzweige wurden die passiven Komponenten des Schwingkreises geteilt. Die Hälften befinden sich jeweils zwischen einem der Brückenausgänge und dem Transformator, wie im Schaltplan in Abbildung 5.10 veranschaulicht.

Die Schwingkreiskondensatoren C_{res} sind direkt auf der Wechselrichterplatine platziert. Aufgrund des hochfrequenten Stroms werden Glimmerkondensatoren (MC22FF152J-F, CORNELL DUBILIER ELECTRONICS, USA) verwendet. Um die Verluste in den Kapazitäten zu reduzieren, wurden jeweils zwei Kondensatoren parallel eingesetzt. Dies resultiert in einer Schwingkreiskapazität von $C_{res} = 1,5\text{ nF}$. Die induktiven Komponenten des Schwingkreises sind aus jeweils einem Eisenpulver-Ringkern (T300-2D, MICROMETALS, Inc., USA) aufge-

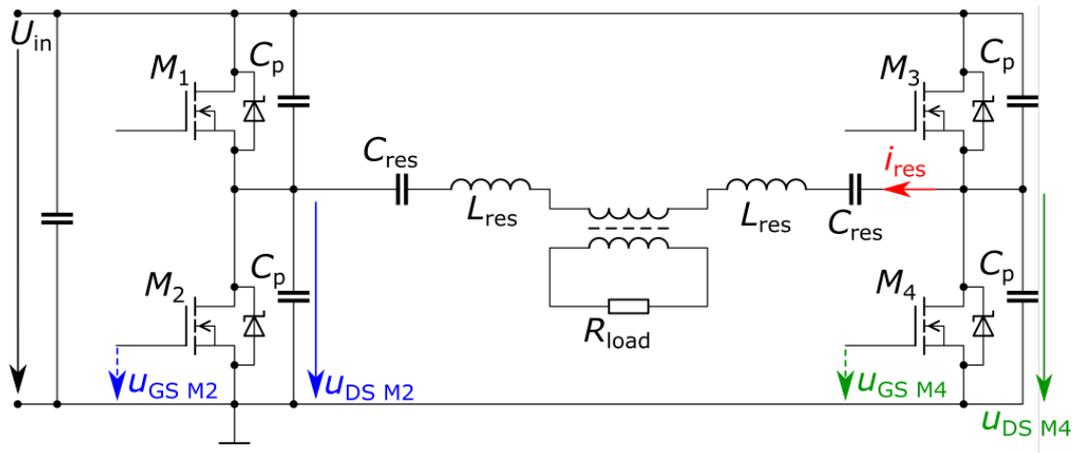


Abbildung 5.10: Schaltplan des Vollbrückenwechselrichters mit geteiltem Schwingkreis.

baut. Die 77,2 mm-Kerne wurden mit Kupferlackdraht bewickelt und sind in Abbildung 5.11 gezeigt. Aus der Summe der Streuinduktivität und der Schwingkreisdrossel ergibt sich die Schwingkreisinduktivität zu $L_{res} = 4,78 \mu\text{H}$.



(a)



(b)

Abbildung 5.11: Induktive Bauteile des Schwingkreises der 2,5 kW-Einheit. Der $1 : \sqrt{2}$ Hochfrequenztransformator in (a) sowie die Schwingkreisdrossel in (b), mit $L_{H(\text{prim})} = 22 \mu\text{H}$, $L_{H(\text{sek})} = 44,3 \mu\text{H}$ und $L_{\sigma} = 0,98 \mu\text{H}$ sowie $L_{\text{Drossel}} = 3,8 \mu\text{H}$.

Damit unterscheiden sich die verwendeten Bauteile des Schwingkreises leicht von den berechneten Schwingkreisparametern, welche in Tabelle 3.4 gegeben sind. Diese Anpassung war nötig, um die nicht perfekte Kopplung des Transformators zu kompensieren.

5.4 Ansteuereinheit

Zur Ansteuerung der Wechselrichter wird die in Abschnitt 4.4 beschriebene FPGA-Einheit verwendet.

5.5 Messergebnisse

Im Folgenden werden die Messergebnisse von *WRA*, *WRC* und *WRD* vorgestellt. Wie bei der 25 kW-Einheit wurden zwei Betriebspunkte untersucht. Zunächst wurden die Wechselrichter an einer 50 Ω -Hochfrequenzlast betrieben. Dies dient als Äquivalent zum stationären Betrieb einer induktiv gekoppelten Lampe, bietet jedoch den Vorteil einer konstanten Impedanz. Anschließend wurden die Wechselrichter im Kurzschluss betrieben, mit $R_{\text{load}} = 0 \Omega$, als Äquivalent zum Betrieb direkt nach der Zündung des Plasmas und während der Aufheizphase.

5.5.1 Betrieb an einer Hochfrequenzlast

Die gemessenen Strom- und Spannungsverläufe des Betriebs am 50 Ω -Lastwiderstand sind in Abbildung 5.12 gezeigt, in (a) für *WRA*, in (b) für *WRC* und in (c) für *WRD*. Bei den Messungen wurden die Wechselrichter mit einer Eingangsspannung von 600 V gespeist und mit einer Schaltfrequenz von 2,50 MHz getaktet. In diesem Betriebspunkt speisen die Wechselrichter eine Ausgangsleistung von $\sim 2,6 \text{ kW}$ in die Last. Aufgrund der größeren Kommutierungsinduktivität der TO-247-Bauteile kommt es zu mehr Schwingungen auf den Drain-Source-Spannungen von *WRC* und *WRD*, welche aufgrund der niedrigeren Frequenz zusätzlich weniger gedämpft sind. In Kombination mit dem größeren Chip und damit der höheren Drain-Source-Kapazität des INFINEON-Bauteils ist dieser Effekt beim *WRD* noch verstärkt ausgeprägt. Den Laststromkurven I_{load} kann entnommen werden, dass die Schwingungen über die kapazitive Kopplung zwischen Primär- und Sekundärwicklung durch den Transformator auf die Last koppeln können. Dieser Effekt wird in Abschnitt 5.5.2 genauer untersucht.

5 Realisierung der 2,5 kW-Einheit

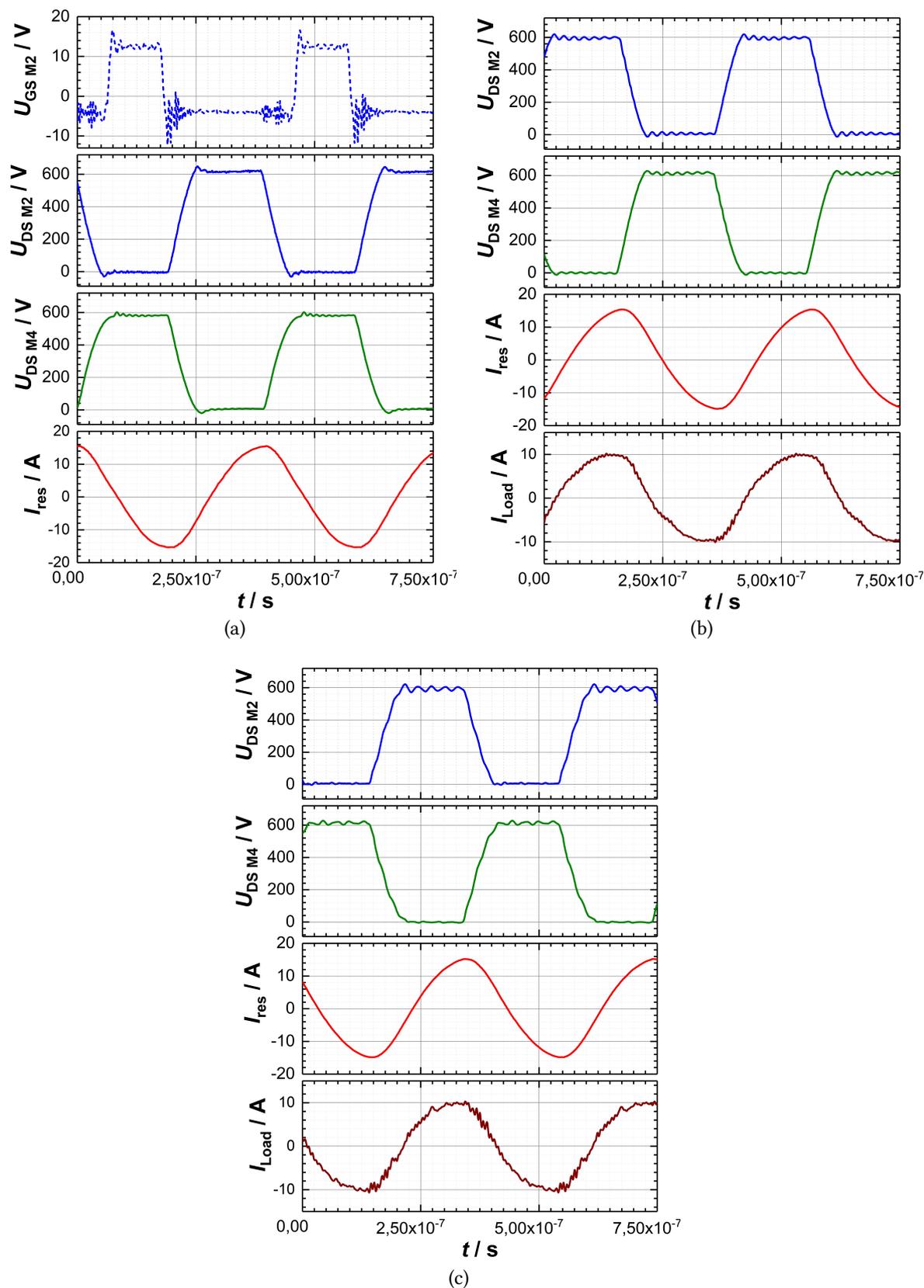


Abbildung 5.12: Gemessene Spannungen und Ströme der drei Wechselrichter, (a) WRA, (b) WRC und (c) WRD, mit dem $50\ \Omega$ -Lastwiderstand bei einer Schaltfrequenz von 2,50 MHz und einer Eingangsspannung von 600 V.

Die Frequenz der Schwingung auf der Drain-Source-Spannung kann erneut zur Analyse der beteiligten Induktivitäten und Kapazitäten herangezogen werden. Zum Vergleich sind die gemessenen Schwingungsfrequenzen mit den nach (4.1) berechneten Resonanzfrequenzen Tabelle 5.3 dargestellt. Die Kommutierungsinduktivitäten sind dabei die in Abbildung 2.6 (a) veranschaulichten und in Tabelle 5.1 angegebenen Induktivitäten. Da hier jeweils zwei Snubber-Kondensatoren je Brückenweig eingesetzt werden, muss in (4.1) mit $2 \cdot C_p$ gerechnet werden. Des Weiteren muss wieder die Spannungsabhängigkeit der Transistorkapazität bei der Berechnung der Frequenz beachtet werden, da jeweils ein FET des Brückenweiges sperrt und einer leitet [65–67].

Tabelle 5.3: Vergleich der theoretischen und der gemessenen Schwingungsfrequenzen der Drain-Source-Spannungen [65–67].

Hersteller	CREE		INFINEON
Bezeichnung	C3M0065090J	C3M0065100K	IMZ120R045M1
WR	A	C	D
Berechnet (4.1)	72,25 MHz	43,24 MHz	38,74 MHz
Gemessen	71,43 MHz	45,45 MHz	36,36 MHz

Die Ergebnisse der Wirkungsgradbestimmungen der drei Wechselrichter als Funktion der Ausgangsleistung sind in Abbildung 5.13 dargestellt. Für diese Messungen wurden die Wechselrichter an der 50Ω -Last mit einer konstanten Schaltfrequenz von 2,50 MHz betrieben, während die Eingangsspannung von 100 V auf 600 V erhöht wurde. Der niedrigere Wirkungsgrad für $P_{\text{out}} < 500$ W kann mit der erforderlichen konstanten Gate-Treiberleistung erklärt werden.

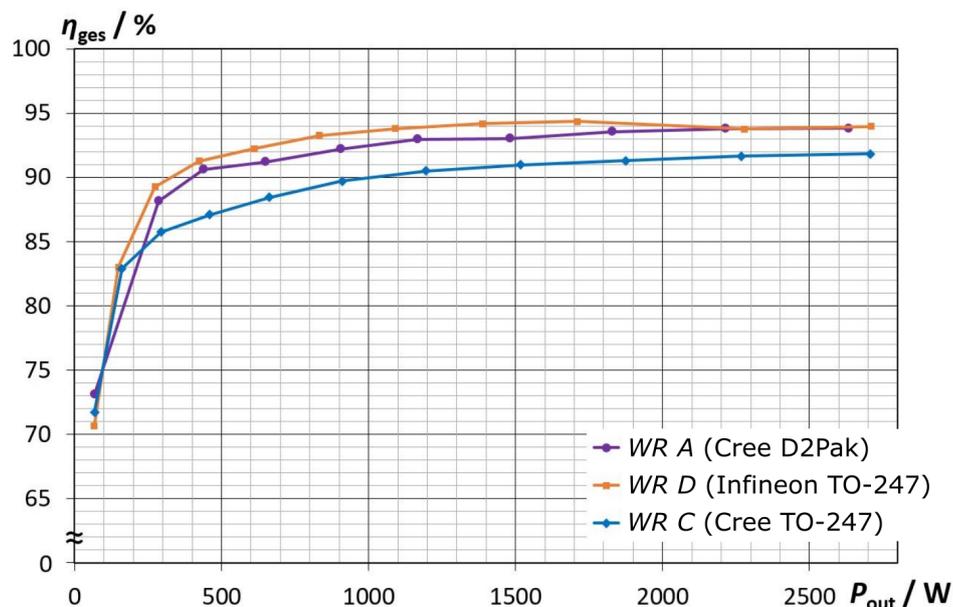


Abbildung 5.13: Gemessene Wirkungsgrade η_{ges} der drei Wechselrichter beim Betrieb an einer 50Ω -Hochfrequenzlast als Funktionen der Ausgangsleistung P_{out} bei $f_{\text{sw}} = 2,50$ MHz.

Beim Vergleich der Effizienzen der beiden 65 m Ω -Transistoren (*WRA* und *WRC*), sind die höheren Schaltverluste sowie die erhöhten Verluste im Schwingkreis offensichtlich. Dies resultiert in einer um 2% verringerten Effizienz. Mit *WRA* konnte ein maximaler Wirkungsgrad von 93,9% erreicht werden und mit *WRC* 91,8%. Jedoch war dabei die Kühlkörpertemperatur der D2Pak-FETs mit 90°C um 55 K höher als die der TO-247-Bauteile mit 35°C.

Vergleicht man *WRA* und *WRD*, so ist der Gesamtwirkungsgrad auf einem ähnlichen Niveau. Der maximale Wirkungsgrad des *WRD* von 94,4% konnte bei $P_{\text{out}} = 1,7 \text{ kW}$ gemessen werden. Demnach ist es möglich die Nachteile, durch das Gehäuse mit dem schlechteren Schaltverhalten, durch einen Chip mit niedrigerem $R_{\text{DS(on)}}$ in Trench-Technologie auszugleichen. Eine detaillierte Untersuchung der Verluste von *WRA* und *WRD* ist in Abschnitt 5.5.2 gegeben.

Da *WRC* mit den CREE 4pin TO-247-Transistoren mit 91,8% den niedrigsten Wirkungsgrad erreichte, wurde die weiteren Untersuchungen lediglich mit den beiden anderen Wechselrichtern durchgeführt.

5.5.2 Kurzschlussbetrieb

In Abbildung 5.14 sind die gemessenen Kurvenverläufe der beiden verbleibenden 2,5 kW-Wechselrichter, (a) *WRA* und (b) *WRD*, im Kurzschlussstest mit einer Eingangsspannung von 600 V und einer Schaltfrequenz von 2,73 MHz gezeigt. Die Schaltfrequenz von 2,73 MHz wurde gewählt, um eine ähnliche Impedanz und damit ähnliche Scheinleistung im Schwingkreis zu erhalten, verglichen mit dem Betrieb an der 50 Ω -Last bei 2,50 MHz. Für diese Messung wurde die Sekundärwicklung des Transformators kurzgeschlossen. In diesem Betriebspunkt speisen die Wechselrichter eine Scheinleistung von 5,8 kVA in den Schwingkreis. Dennoch liegt die Eingangsleistung der Wechselrichter bei lediglich etwa 140 W.

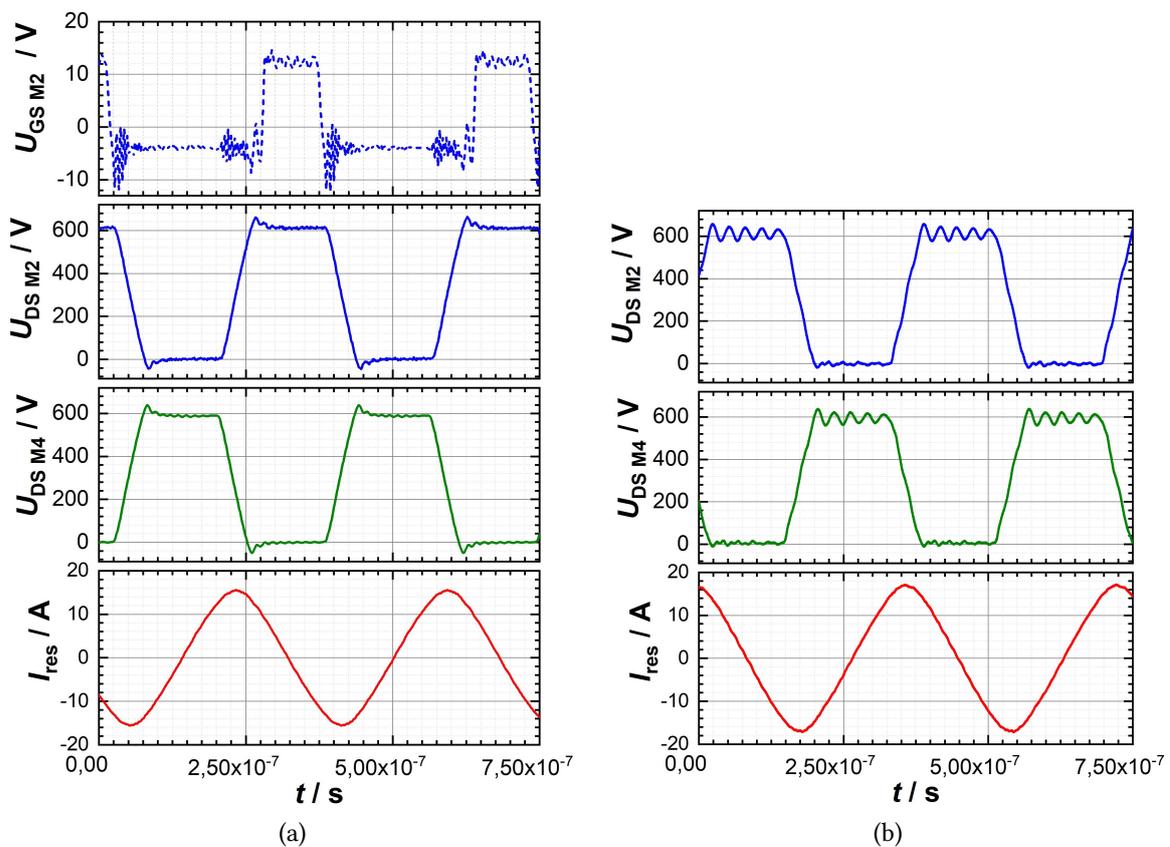


Abbildung 5.14: Gemessene Kurvenverläufe des Kurzschlussstests der beiden Wechselrichter, in (a) *WRA* und in (b) *WRD*, bei $f_{sw} = 2,73$ MHz und $U_{in} = 600$ V.

Neben der Analyse des Schaltverhaltens können beim Kurzschlussstest auch die Verluste des Wechselrichters, des Schwingkreises und des Transformators getrennt voneinander analysiert werden. In Abbildung 5.15 sind die unterschiedlichen Verlustquellen der beiden Wechselrichter als Funktionen des Resonanzstroms dargestellt, in (a) für *WRA* und in (b) für *WRD*. Die Kurven „*Inverter + resonant tank + transformer*“ sind mit kurzgeschlossener Sekundärwicklung des Transformators gemessen, äquivalent zu den Kurvenverläufen in Abbildung 5.14. Die Kurven „*Inverter + resonant tank*“ repräsentieren den Betrieb der Wechselrichter ohne Transformator, also lediglich mit C_{res} und $L_{Drossel}$. Der Offset von etwa 20 W entspricht der erforderlichen Gate-Treiberleistung, vergleiche

Abbildung 5.9. Um die Verluste im Transformator und im Schwingkreis zu berechnen, wurden die Messpunkte durch quadratische Funktionen in Abhängigkeit vom Resonanzstrom i_{res} interpoliert. Durch Subtraktion dieser beiden Funktionen können die Transformatorverluste (Kurven „transformer“) berechnet werden. Die Halbleiterverluste wurden über die Temperaturerhöhung der Kühlkörper abgeschätzt (Kurven „FETs“). Schließlich wurden die Schwingkreisverluste (Kurven „Resonant tank“) berechnet, indem die Halbleiterverluste, die Gate-Treiberleistung und die Transformatorverluste von den Gesamtverlusten abgezogen wurden.

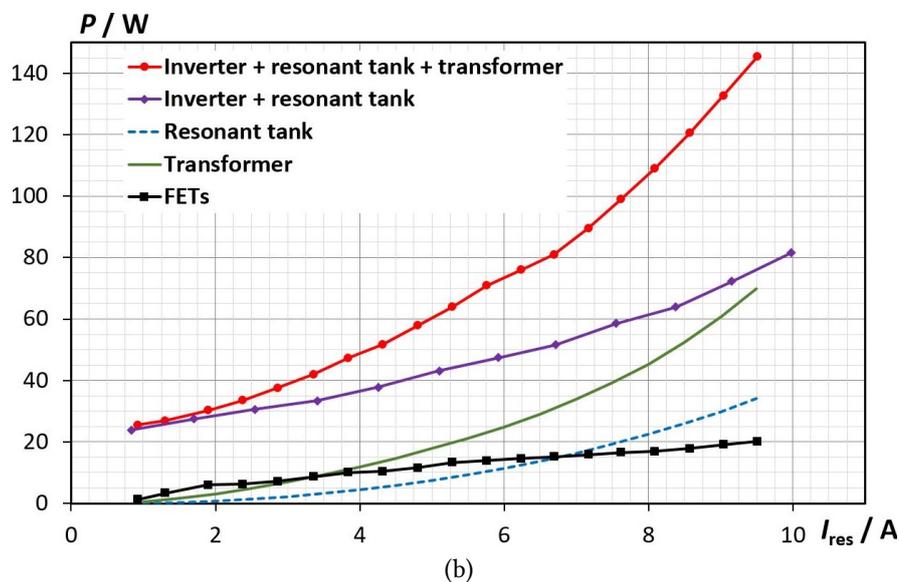
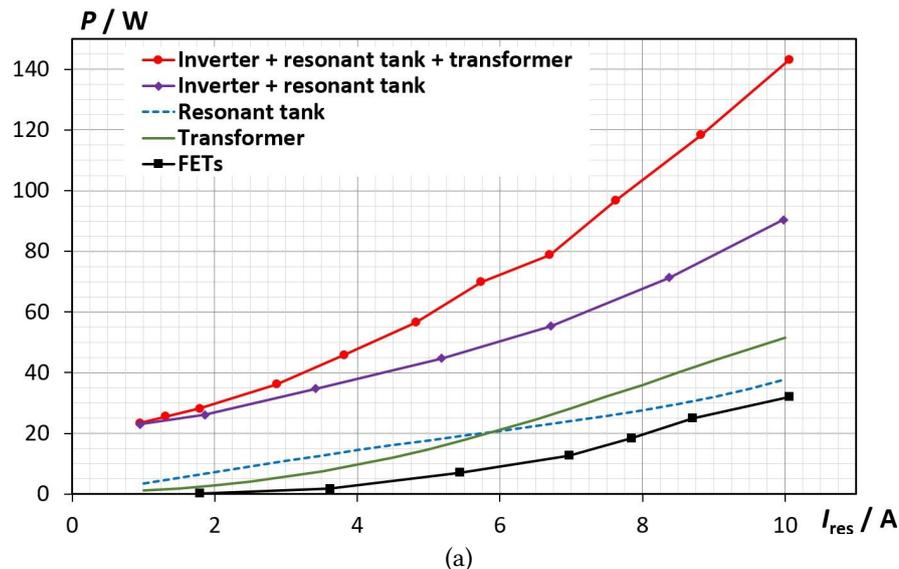


Abbildung 5.15: Verluste des WRA in (a) und des WRD in (b) im Kurzschlussbetrieb als Funktionen des Resonanzstroms i_{res} bei einer Schaltfrequenz von 2,73 MHz.

Für einen besseren Vergleich sind in Abbildung 5.16 die Verlustwerte für einen Resonanzstrom von 10 A gegenübergestellt. Die Gesamtverluste sind quasi identisch, mit einem leichten Vorteil für *WRA*. Die Verluste in den passiven Komponenten sind bei *WRD* höher. Interessanterweise sind aber nicht die Schwingkreisverluste höher, sondern die Transformatorverluste. Dies kann mit der Koppelkapazität C_{coupl} zwischen der Primär- und Sekundärwicklung des Transformators erklärt werden. Für den hier verwendeten Transformator, Abbildung 5.11 (a), hat diese einen Wert von 340 pF. Wird die Simulation in Abschnitt 3.8.3 um C_{coupl} ergänzt, können die Ströme $i_{C_{\text{coupl}}}(WRA) = 906 \text{ mA}$ und $i_{C_{\text{coupl}}}(WRC) = 2,4 \text{ A}$ bestimmt werden, obwohl die Frequenzspektren der simulierten Resonanzströme beider Transistorvarianten keine große Abweichung aufweisen (vergleiche Abbildung 3.12). Die Transistorverluste sind aufgrund des geringeren $R_{\text{DS(on)}}$ der IMZ120R045M1-Transistoren sowie der niedrigeren Chip-Temperatur des *WRD* deutlich geringer.

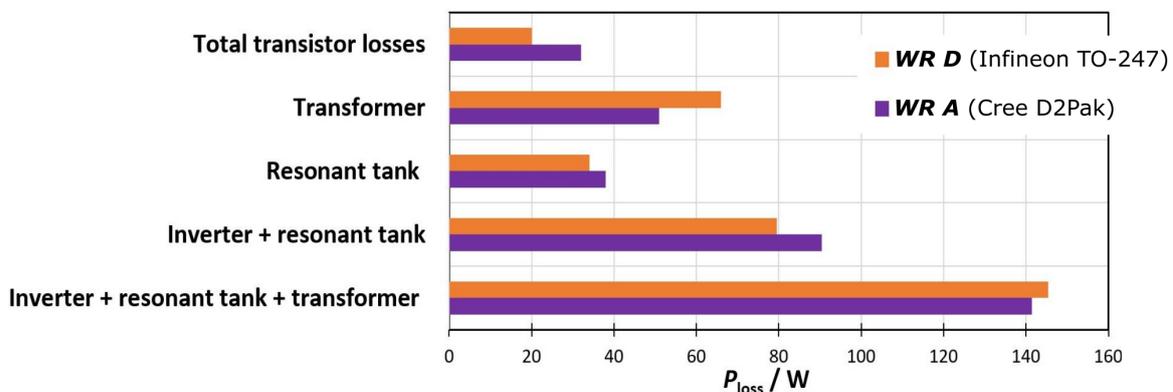


Abbildung 5.16: Vergleich der Verluste des Kurzschlussbetriebs bei einer Schaltfrequenz von 2,73 MHz und einem Resonanzstrom von etwa 10 A, *WRA* in lila und *WRD* in orange.

Abschließend ist in Tabelle 5.4 ein Vergleich zwischen der Simulation des *WRA* mit den beiden Messergebnissen im Kurzschluss-10 A-Messpunkt dargestellt. Im Vergleich zur Simulation wurden höhere Halbleiterverluste gemessen, obwohl der Resonanzstrom geringer war. Dies lässt sich durch die höhere Schaltfrequenz, die höhere Phasenreserve und die erhöhte Chiptemperatur T_j erklären. Die Erhöhung des Durchlasswiderstands $R_{\text{DS(on)}}(T_j)$ durch den Anstieg der Chiptemperatur ΔT_j führt zu deutlich erhöhten Durchlassverlusten. Dies ist beim *WRA* durch die hohe Chiptemperatur besonders ausgeprägt. Interessanterweise haben die Schaltverluste lediglich einen kleinen Anteil an den Transistorverlusten und sind bei beiden Wechselrichtern gleich, obwohl der INFINEON-FET deutlich größere Bauteilkapazitäten hat und im schlechter schaltenden TO-247-Gehäuse verbaut ist. Dies kann unter anderem mit der Temperaturabhängigkeit der Threshold-Spannung des C3M0065090J erklärt werden. Mit steigender Temperatur nimmt diese weiter ab [65], dadurch nähern sich die $\Delta t_{\text{G off}}$ -Werte der beiden FETs weiter an (vergleiche Tabelle 3.5).

Tabelle 5.4: Vergleich der Transistorverluste der 2,5 kW-Wechselrichter im Kurzschlussbetrieb bei einer Schaltfrequenz von 2,73 MHz und einem Resonanzstrom von etwa 10 A; die Werte sind jeweils für einen FET gegeben.

Hersteller	CREE		INFINEON
Bezeichnung	C3M0065090J		IMZ120R045M1
WR	A		D
	Simulation	Messung	Messung
T_{KK}	-	89°C	36,2°C
T_j	-	97°C	38,4°C
$R_{DS(on)}(T_j)$ [65, 67]	65 mΩ	~ 75 mΩ	~ 50 mΩ
$P_{loss_{con}}$	2,14 W	7,5 W	4,5 W
$P_{loss_{sw}}(2,77 \text{ MHz})$	0,58 W	0,5 W	0,5 W

5.6 Zusammenfassung der Ergebnisse der 2,5 kW-Einheit

In diesem Kapitel wurden die Ergebnisse der Realisierung der 2,5 kW-Einheit präsentiert. Aus diesen Messungen können folgende Punkte geschlussfolgert werden:

- Kompakte und effiziente Hochfrequenzwechselrichter lassen sich mit allen drei untersuchten Transistoren realisieren.
- Im hochfrequenten Schaltbetrieb lässt sich ein schlechteres Gehäuse durch einen MOSFET mit niedrigerem Durchlasswiderstand in Trench-Technologie ausgleichen.
- Der Einsatz des sehr gut schaltenden jedoch schlechte zu kühlenden D2Pak-Gehäuses resultiert in einer Konzentration der Verluste in den Transistoren.
- Die Verwendung des 4pin TO-247-Gehäuses resultiert aufgrund der schlechteren Schalteigenschaften in einer Konzentration der Verluste in den Schwingkreis-komponenten sowie den DC-Zwischenkreiskondensatoren.

Es ist allerdings zu beachten, dass die Ausgangsleistung von WRD mit einem überarbeiteten Schwingkreis deutlich gesteigert werden könnte, wohingegen die Ausgangsleistung von WRA durch die Transistoren begrenzt ist.

6 Kaskadenschaltung

Im folgenden Kapitel wird die Umsetzung der Kaskadenschaltung diskutiert. Mit der Kaskadenschaltung wird eine zweite Variante zur Realisierung von Wechselrichtern mit Ausgangsleistungen über 10 kW bei 2,50 MHz vorgestellt. Hierfür wird die im Kapitel 5 entwickelten 2,5 kW-Wechselrichter-Einheiten in den Abschnitt 3.9 beschriebenen drei Varianten zur Verschaltung betrieben. Der prinzipielle Aufbau ist in Abbildung 6.1 für die Serien-Parallel-Kaskade nach dem Schaltplan in Abbildung 3.14 (b) aus vier *WRA* gezeigt. Die nachfolgenden Untersuchungen wurden alle mit diesen vier Exemplaren des *WRA* durchgeführt. Zur Steigerung der Ausgangsleistung sowie zur Senkung der Transistortemperaturen werden die Wechselrichter hier allerdings aktiv mit Lüftern gekühlt.

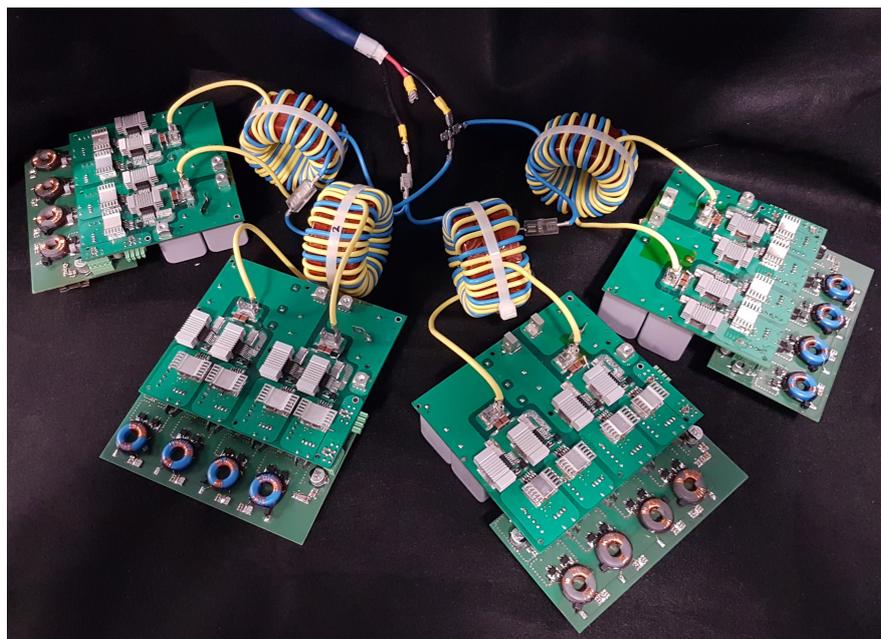


Abbildung 6.1: Veranschaulichung der Kaskadenschaltung anhand einer Serien-Parallel-Kaskadenschaltung aus vier *WRA*.

6.1 Vervielfältiger für die Ansteuersignale

Um die Einheiten der Kaskadenschaltung möglichst synchron anzusteuern, werden die Gate-Signale nicht einzeln für jeden Wechselrichter erzeugt, sondern die Ansteuersignale für einen Wechselrichter vervielfältigt. Die Ansteuersignale werden wie bisher mit dem in Abschnitt 4.4 vorgestellten FPGA-Board generiert. Der prinzipielle Aufbau des Vervielfältigers ist in Abbildung 6.2 für einen Kanal veranschaulicht. Die Schaltsignale werden

6 Kaskadenschaltung

empfangen, verstärkt und auf bis zu sechs optische Sender verteilt. Um schnelle Schaltzeiten der optischen Sender zu gewährleisten, werden die Schaltsignale nochmals durch Treiber-ICs verstärkt.

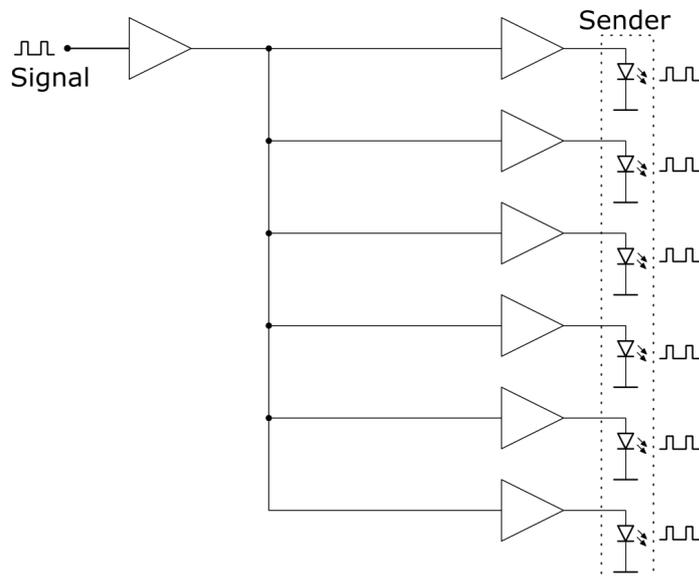


Abbildung 6.2: Prinzipschaltbild für die Vervielfältigung eines Ansteuersignals

Die resultierende Platine für die Vervielfältigung der Ansteuersignale ist in Abbildung 6.3 gezeigte. Bei der Leitungsführung wurde darauf geachtet, dass zwischen dem Verstärker und jedem der Sender eine identische Signallaufzeit vorhanden ist. Für eine gute Entkoppelung der Signale untereinander sowie für eine gute Abschirmung gegen Störsignale wurde die Platine mit vier Lagen entworfen. Mit der gezeigten Platine können bis zu sechs Vollbrückenwechselrichter angesteuert werden. Die Layouts sind in Abbildung A.2 im Anhang gezeigt.

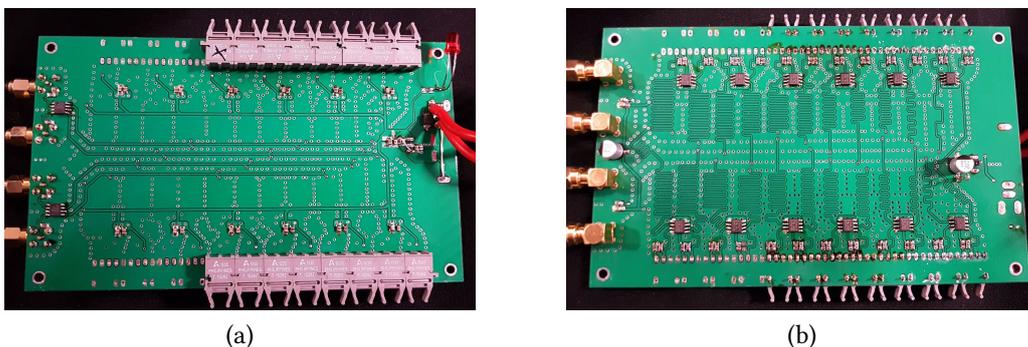


Abbildung 6.3: Ober- und Unterseite der Platine zur Vervielfältigung der Ansteuersignale, mit den Eingangsverstärkern und Sendern in (a) sowie den SMA-Eingangsbuchsen und den Treiberstufen für die Sender in (b).

6.2 Transformatoren

Wie in Abschnitt 3.9 beschrieben, sollen für die Kaskadenschaltung die Sekundärwicklungen der Transformatoren verschaltet werden. Für die Versuche kommen die in Abbildung 6.4 (a) gezeigten vier Transformatoren zum Einsatz. Die Transformatoren sind aus jeweils drei Eisenpulver-Ringkernen (T300-2, MICROMETALS, Inc.) aufgebaut. Die Kerne haben einen Durchmesser von 77,2 mm und wurden mit doppelt isolierter PVC-Schaltlitze (60.7032, MULTI-CONTACT, STÄUBLI ELECTRICAL CONNECTORS, Schweiz) bewickelt. Ein Überblick über die Parameter der vier Transformatoren wird in Tabelle 6.1 gegeben. Um keine zusätzliche Schwingkreisinduktivität einsetzen zu müssen, wurden die Transformatoren mit großen Streuinduktivitäten aufgebaut. Hierfür wurden die Primär- und Sekundärwicklungen ungleichmäßig verteilt. Dies ist in Abbildung 6.4 (b) anhand von Trafo 4 veranschaulicht. Die gelben Sekundärwicklungen sind im linken oberen Bereich doppelt zwischen die blauen Primärwicklungen gewickelt.

Die Herausforderung bei der Herstellung der Transformatoren lag darin, diese möglichst identisch aufzubauen, um eine gleichmäßige Leistungsverteilung zwischen den verschalteten Wechselrichtern zu erhalten. Aus diesem Grund wurde die Wicklung mit der PVC-Schaltlitze ausgeführt. Dieses generiert zwar etwas mehr Verluste, als ein Kupferdraht mit identischem Leitungsquerschnitt, ist dafür flexibel und gegen höhere Spannungen isoliert. Dadurch ist es möglich, das komplette Wickelfenster des Kerns einlagig ohne Abstand zwischen den Wicklungen zu bewickeln, wodurch Abweichungen minimiert werden können. Eine Diskussion zu den Auswirkungen von abweichenden Parametern ist im nachfolgenden Abschnitt 6.3 gegeben.

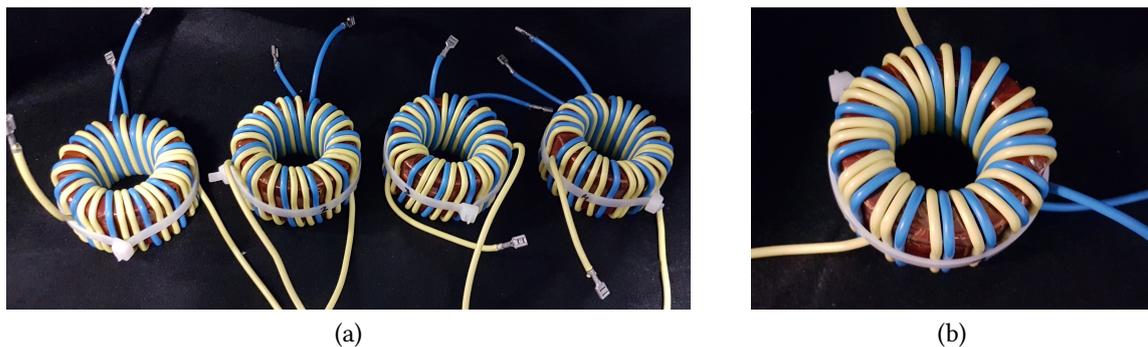


Abbildung 6.4: Transformatoren für die Kaskadenschaltung, (a) zeigt einen Vergleich aller vier verwendeten Transformatoren und (b) eine Detailaufnahme von Trafo 4.

Der Schwingkreis für den resonanten Betrieb der Wechselrichter setzt sich aus der Streuinduktivität der Transformatoren und den Glimmer-Kondensatoren zusammen, welche sich wie in Abschnitt 5.3 beschrieben auf den Wechselrichterplatinen befinden, zusammen.

Tabelle 6.1: Vergleich der Parameter der vier Transformatoren für die Kaskadenschaltung.

	Trafo 1	Trafo 2	Trafo 3	Trafo 4
$L_{H(\text{prim})}$	7,48 μH	7,54 μH	7,54 μH	7,53 μH
$L_{H(\text{sek})}$	13,60 μH	13,63 μH	13,87 μH	13,61 μH
L_{σ}	1,61 μH	1,63 μH	1,65 μH	1,60 μH
\ddot{u}_{Trafo}	0,742	0,744	0,743	0,744

6.3 Messergebnisse

Im Folgenden werden die Messergebnisse der drei Varianten der Kaskadenschaltung, nach den Schaltbildern in Abbildung 3.13, 3.14 (a) bzw. (b), präsentiert. Da für die Messungen lediglich eine 50 Ω -Hochfrequenzlast zur Verfügung stand, konnten lediglich die Serien- sowie die Serien-Parallel-Kaskadenschaltung im Betrieb mit einer Last vermessen werden. Die Parallel-Kaskadenschaltung konnte aufgrund der Schwingkreisauslegung nicht an der 50 Ω -Last betrieben werden, ohne die ZVS-Bedingung zu verletzen. Für die Serien-Parallel-Kaskadenschaltung sind WR_1 und WR_2 beziehungsweise WR_3 und WR_4 in Reihe geschaltet und anschließend die beiden Stränge parallel geschaltet, äquivalent zu 3.14 (b) und 6.1.

6.3.1 Kurzschlussbetrieb

Die gemessenen Kurvenverläufe der drei Kaskadenschaltungen im Kurzschlussbetrieb bei $f_{\text{sw}} = 2,73 \text{ MHz}$ und $U_{\text{in}} = 600 \text{ V}$ sind in Abbildung 6.5 gezeigt. Dabei zeigt Abbildung 6.5 (a) die Zeitverläufe der Parallel-Kaskade, (b) der Serien-Kaskade und (c) der Serien-Parallel-Kaskadenschaltung.

Alle drei Varianten können in diesem Arbeitspunkt die ZVS-Bedingung einhalten und effizient betrieben werden, allerdings mit unterschiedlichen großen Resonanzströmen und unterschiedlichen Kommutierungszeiten. Dies lässt sich anhand der unterschiedlich großen Ströme sowie Spannungen auf der Sekundärseite der Transformatoren je nach Verschaltung erklären. Ein Vergleich der Betriebsparameter ist in Tabelle 6.2 gegeben.

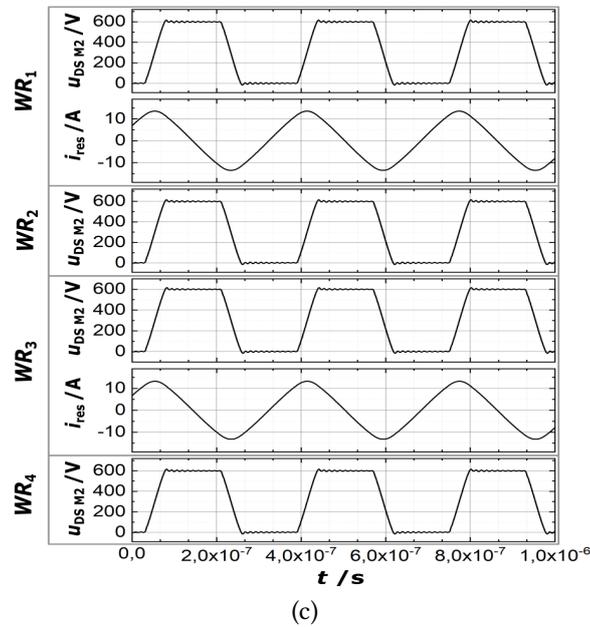
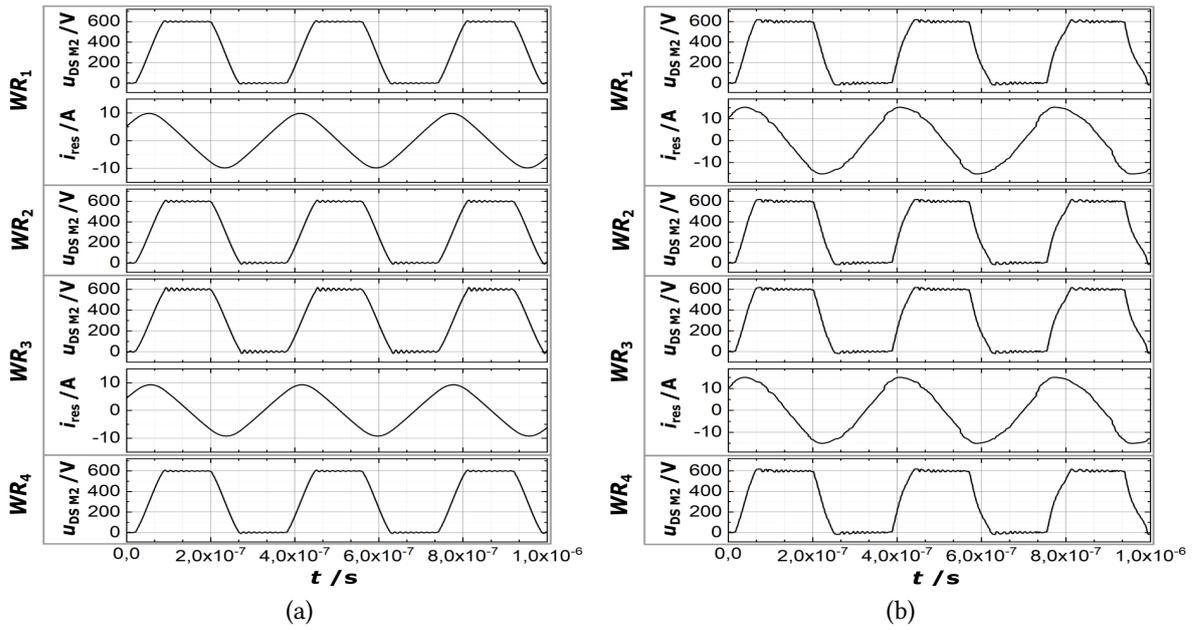


Abbildung 6.5: Gemessene Kurvenverläufe der drei Varianten der Kaskadenschaltungen aus vier WR_A im Kurzschlussbetrieb bei $f_{sw} = 2,73 \text{ MHz}$ und $U_{in} = 600 \text{ V}$. (a): Parallel-Kaskadenschaltung, (b): Serien-Kaskadenschaltung und (c): Serien-Parallel-Kaskadenschaltung.

6.3.2 Betrieb an einer Hochfrequenzlast

Die gemessene Kurvenverläufe der Serien- und der Serien-Parallel-Kaskadenschaltung beim Betrieb an der 50 Ω -Hochfrequenzlast sind in Abbildung 6.6 gezeigt.

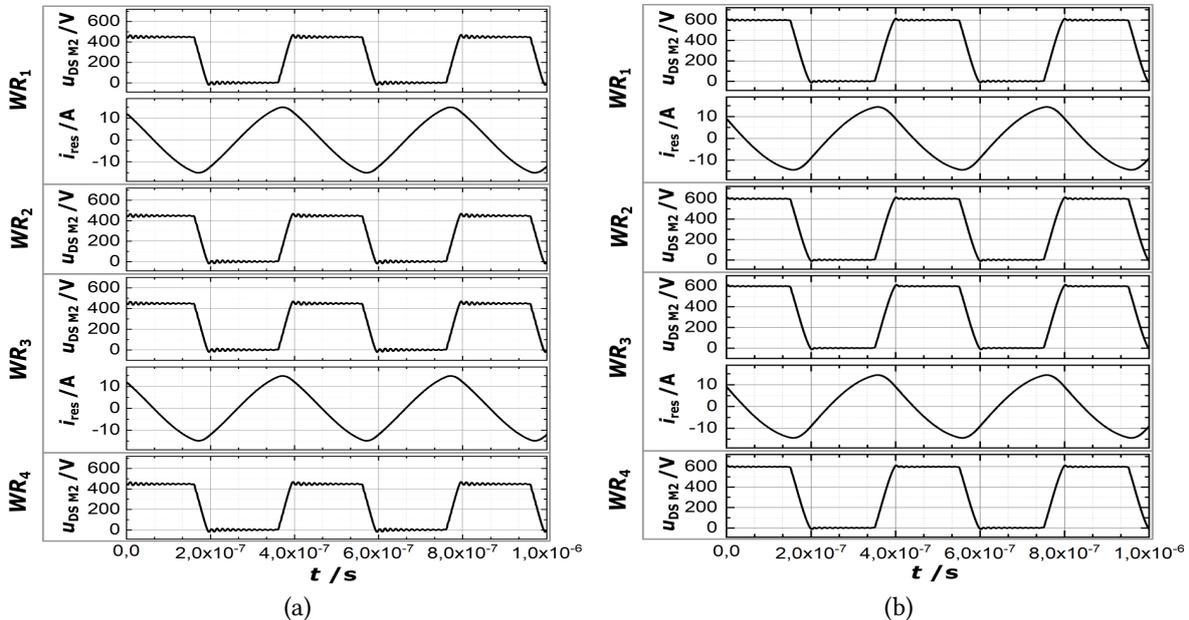


Abbildung 6.6: Gemessene Kurvenverläufe der Kaskadenschaltungen aus vier WRA beim Betrieb an einer 50 Ω -Hochfrequenzlast bei $f_{sw} = 2,50$ MHz. Die Serien-Kaskade in (a) liefert dabei eine Ausgangsleistung von 2,48 kW, bei $U_{in} = 450$ V, und die Serien-Parallel-Kaskadenschaltung in (b) 10,34 kW, bei $U_{in} = 600$ V.

Beim Betrieb der Serien-Kaskadenschaltung wurden die vier Wechselrichter mit einer Eingangsspannung von 450 V gespeist und mit 2,50 MHz getaktet, die dazugehörigen Kurvenverläufe zeigt Abbildung 6.6 (a). Bei diesem Arbeitspunkt speisten die Wechselrichter insgesamt 2,48 kW in die Last und konnten einen Wirkungsgrad von lediglich $\eta_{ges} = 77,26\%$ erreichen. Anhand der Kurvenverläufe ist keine unsymmetrische Verteilung des Laststroms zu erkennen. Durch die zu kleine Last, verglichen mit der Schwingkreisauslegung, ist die Schwingkreisgüte gemäß (3.8) groß. Dies resultiert in einer großen Phasenverschiebung und einem großen Blindleistungsanteil im Schwingkreis. Aus diesem Grund musste die Eingangsspannung bei dieser Messung auf 450 V reduziert werden, um den maximalen Resonanzstrom der Wechselrichter nicht zu überschreiten.

Die gemessene Kurvenverläufe der Serien-Parallel-Kaskadenschaltung beim Betrieb an der 50 Ω -Hochfrequenzlast sind in Abbildung 6.6 (b) gezeigt. Hier wurden die vier Wechselrichter bei $U_{in} = 600$ V und $f_{sw} = 2,50$ MHz betrieben. Dabei speisten die Wechselrichter insgesamt 10,34 kW in die Last, bei $\eta_{ges} = 92,68\%$. Damit ist die erreichte Gesamteffizienz 1,22% geringer, verglichen mit der Effizienz eines der D2Pak-Wechselrichter bei 2,5 kW Ausgangsleistung, vergleiche Abbildung 5.13. Ein Vergleich der Betriebsparameter und der Halbleiterverluste ist auch für diese beiden Messungen in Tabelle 6.2 gegeben.

Die Ergebnisse der Wirkungsgradbestimmung der Serien-Parallel-Kaskadenschaltung als Funktionen der Ausgangsleistung sind in Abbildung 6.7 dargestellt. Für diese Messungen wurden die Wechselrichter an der $50\ \Omega$ -Last mit einer konstanten Schaltfrequenz von $2,50\ \text{MHz}$ betrieben, während die Eingangsspannung von $100\ \text{V}$ auf $600\ \text{V}$ erhöht wurde. Da die Serien-Kaskadenschaltung aufgrund der schlechten Anpassung lediglich einen Wirkungsgrad unter 80% erreichen konnte, wurde auf weitere Messungen verzichtet.

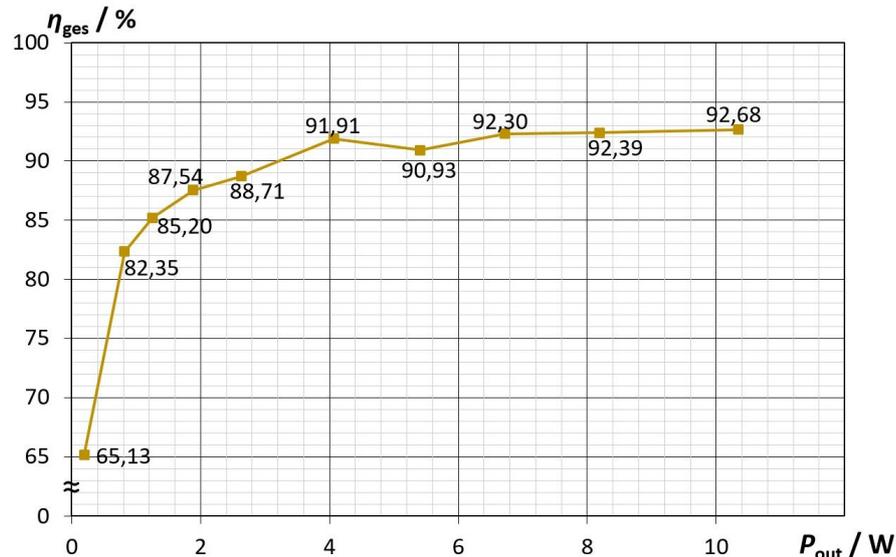


Abbildung 6.7: Gemessene Wirkungsgrade η_{ges} der Serien-Parallel-Kaskadenschaltung aus vier WRA beim Betrieb an einer $50\ \Omega$ -Hochfrequenzlast als Funktionen der Ausgangsleistung P_{out} bei $f_{\text{sw}} = 2,50\ \text{MHz}$.

6.3.3 Vergleich der Kaskadenschaltungen

In Tabelle 6.2 ist ein Vergleich der Messergebnisse der drei Varianten der Kaskadenschaltung gegeben. Ein Vergleich dieser Messergebnisse veranschaulicht, wie wichtig eine korrekte Schwingkreisberechnung bei resonanten Topologien ist. Ein Betrieb der Parallel-Kaskadenschaltung an der $50\ \Omega$ -Last ist zum Beispiel überhaupt nicht möglich, da die große Lastimpedanz der einzelnen Wechselrichter von $R'_{\text{load}} = 148\ \Omega$ in einem zu kleinen Resonanzstrom resultiert, weshalb gemäß (2.13) die ZVS-Bedingung nicht eingehalten werden kann. Im Fall der Serien-Kaskadenschaltung an der $50\ \Omega$ -Last ist die resultierende Lastimpedanz der Wechselrichter lediglich $R'_{\text{load}} = 9,25\ \Omega$, was gemäß (3.8) in einer großen Schwingkreisgüte resultiert. Dadurch steigt die Phasenverschiebung und es ergibt sich ein schlechtes Verhältnis zwischen im Schwingkreis oszillierender Blindleistung zur abgegebener Wirkleistung, was in einer niedrigen Effizienz resultiert. Der Vergleich der Ergebnisse der Serien- und der Parallel-Kaskadenschaltung mit denen der Serien-Parallel-Kaskadenschaltung zeigt, dass die Unterschiede in den Transformatoren bei der Serien-Parallel-Kaskade einen kleineren Einfluss auf die Phasenwinkel und die Stromverteilung haben. Durch die Serien-Parallel-Schaltung kompensieren sich die Unterschiede in den Transformatoren besser. Bei der

Parallel-Kaskade ist die unsymmetrische Stromverteilung am deutlichsten ausgeprägt. Dies liegt daran, dass sich bei dieser Schaltung die Ströme in den Sekundärwicklungen unterscheiden können. Lediglich die Spannung über den Sekundärwicklungen ist identisch. Dadurch variiert die Belastung der Wechselrichter, was in unterschiedlichen Resonanzströmen resultiert. Daher sind bei dieser Variante der Kaskadenschaltung alle Parameter der Transformatoren entscheidend. Im Gegensatz dazu ist bei der Serien-Kaskadenschaltung primär das Übersetzungsverhältnis der Transformatoren wichtig. Durch die Serienschaltung wird dafür gesorgt, dass in allen Sekundärwicklungen der gleiche Strom fließt, wobei sich die Spannungen unterscheiden können. Sobald die Übersetzungsverhältnisse aller Transformatoren identisch sind, sind auch die Resonanzströme der Wechselrichter identisch.

Aus diesen Messungen resultiert, dass ein Teillastbetrieb, bei dem lediglich einzelne Wechselrichter betrieben werden, nicht einfach umgesetzt werden kann. In Serie geschaltete Wechselrichter können lediglich gemeinsam betrieben werden, da ansonsten die über der Sekundärwicklung des inaktiven Wechselrichters anliegende Spannung über die Body-Dioden der MOSFETs kurzgeschlossen wird. Hier müsste eine mechanische Trennung zwischen dem Transformator und dem Wechselrichter eingefügt werden.

Parallel geschaltete Wechselrichter oder parallel geschaltete Stränge können zwar einzeln betrieben werden, jedoch passt dann die Lastimpedanz nicht mehr zur Schwingkreisauslegung und der Betriebspunkt wird ineffizient, äquivalent zum Betrieb der Serien-Kaskadenschaltung an der $50\ \Omega$ -Last. Um dies auszugleichen, kann die Lastimpedanz durch einen in Serie zur Last geschalteten variablen Kondensator angepasst werden. Dadurch können die Wechselrichter in einen effizienteren Arbeitspunkt verschoben werden. Allerdings muss der Kondensator für die maximale Leistung ausgelegt sein, was in einem teuren und großen Bauteil resultiert. Zusätzlich wird der Wirkungsgrad bei Nennleistung durch die Verluste im Kondensator reduziert.

6.4 Zusammenfassung der Ergebnisse der Kaskadenschaltung

In diesem Kapitel wurden die Ergebnisse der Umsetzung der Kaskadenschaltung präsentiert. Aus diesen Messungen können folgende Punkte geschlussfolgert werden:

- Alle drei Varianten der Kaskadenschaltung lassen sich realisieren.
- Auch die Kaskadenschaltung aus kleineren Wechselrichtern ist eine effiziente Alternative zu Röhrengeneratoren im Leistungsbereich über 10 kW bei 2,50 MHz.
- Die Zusammenstellung der Kaskadenschaltung kann je nach Last variiert werden und somit kann eine große Zahl unterschiedlicher Verbraucher versorgt werden.

Tabelle 6.2: Vergleich der Kaskadenschaltungen im Kurzschlussbetrieb sowie beim Betrieb mit der 50-Ω-Last. Schaltbilder siehe Abbildung 3.13, 3.14 (a) bzw. (b) [65].

Betrieb	Serien-Kaskadenschaltung			Parallel-Kaskadenschaltung			50 Ω-Last			Serien-Parallel-Kaskadenschaltung				
	WR ₁	WR ₃	Kurzschluss	WR ₁	WR ₃	Kurzschluss	WR ₁	WR ₃	Kurzschluss	WR ₁	WR ₃	Kurzschluss	WR ₁	WR ₃
U_{in}	600 V	450 V	600 V	600 V	-	600 V	-	-	600 V	600 V	600 V	600 V	600 V	600 V
f_{sw}	2,73 MHz	2,50 MHz	2,73 MHz	2,73 MHz	-	2,73 MHz	-	-	2,73 MHz	2,73 MHz	2,73 MHz	2,73 MHz	2,50 MHz	2,50 MHz
P_{load}	-	2,48 kW	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	10,34 kW	10,34 kW
P_{in}	828,52 W	3,21 kW	387,03 W	387,03 W	-	387,03 W	-	-	721,63 W	721,63 W	721,63 W	721,63 W	11,16 kW	11,16 kW
η_{ges}	-	77,26%	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	92,68%	92,68%
φ	86,96°	84,70°	81,81°	85,80°	85,80°	86,93°	85,80°	86,93°	85,84°	85,84°	85,84°	85,84°	63,77°	63,77°
Halbleiterverluste														
i_{res}	10,35 A	10,23 A	9,94 A	9,83 A	9,83 A	6,43 A	6,79 A	6,43 A	6,43 A	6,43 A	6,43 A	6,43 A	9,23 A	9,80 A
T_{Kk}	90°C	89°C	81°C	80°C	80°C	49°C	51°C	49°C	49°C	49°C	49°C	49°C	73°C	79°C
T_j	100°C	99°C	90°C	88°C	88°C	52°C	55°C	52°C	52°C	52°C	52°C	52°C	80°C	87°C
$R_{DS(on)}(T_j)$	~ 80 mΩ	~ 80 mΩ	~ 75 mΩ	~ 75 mΩ	~ 75 mΩ	~ 70 mΩ	~ 70 mΩ	~ 70 mΩ	~ 70 mΩ	~ 70 mΩ	~ 70 mΩ	~ 70 mΩ	~ 75 mΩ	~ 75 mΩ
$P_{loss,con}$	8,6 W	8,4 W	7,4 W	7,2 W	7,2 W	2,9 W	3,2 W	2,9 W	2,9 W	2,9 W	2,9 W	2,9 W	6,4 W	7,1 W
$P_{loss,sw}$	0,7 W	0,7 W	0,6 W	0,6 W	0,6 W	0,4 W	0,4 W	0,4 W	0,4 W	0,4 W	0,4 W	0,4 W	0,5 W	0,6 W

7 Vergleich der Kaskadenschaltung mit der 25 kW-Einheit

Im folgenden Abschnitt wird die Kaskadenschaltung mit der 25 kW-Einheit verglichen. Zu diesem Zweck werden die Ergebnisse der Serien-Parallel-Kaskadenschaltung aus vier Wechselrichtern für eine Ausgangsleistung von 25 kW extrapoliert. Daher wird die 25 kW-Einheit mit einer theoretischen Kaskadenschaltung aus zehn *WRA* verglichen.

7.1 Größe und Gewicht

Ein Vergleich der Größe und des Gewichts der Komponenten der 25 kW-Einheit mit denen eines *WRA* und einer Kaskadenschaltung aus zehn *WRA* ist in Tabelle 7.1 gegeben. Die Angaben für die Kaskadenschaltung wurden durch Multiplikation der Werte eines *WRA* errechnet. Aus dem Vergleich folgt, dass Volumen und Gewicht der 25 kW-Einheit geringer ausfallen. Bei der Kaskadenschaltung nehmen vor allem die zehn Wechselrichterplatinen viel Raum ein. Das Flüssigkühlsystem der 25 kW-Einheit, bestehend aus Pumpe, Radiator und Ausgleichsbehälter, ist mit 10,65 L und 5,7 kg die größte und schwerste Baugruppe dieses Generators. Des Weiteren ist der wassergekühlte 25 kW-Transformator (Abbildung 4.10 (a)) mit 3,8 kg das schwerste Bauteil.

Beim angegebenen Gesamtvolumen ist zu beachten, dass keine Isolationsabstände zwischen den Komponenten berücksichtigt wurden. Da die Kaskadenschaltung aus deutlich mehr einzelnen Komponenten besteht, würde sich dieser zusätzliche Faktor hier stärker auswirken.

Tabelle 7.1: Vergleich von Größe und Gewicht der 25 kW-Einheit mit einer Kaskadenschaltung aus zehn *WRA*.

	25 kW-Einheit		<i>WRA</i>		Kaskadenschaltung	
	Volumen	Gewicht	Volumen	Gewicht	Volumen	Gewicht
Wechselrichter	4,59 L	2,3 kg	1,18 L	0,70 kg	11,78 L	7,0 kg
Schwingkreis	4,99 L	5,5 kg	0,36 L	0,65 kg	3,61 L	6,5 kg
Kühlung	10,65 L	5,7 kg	0,72 L	0,60 kg	7,20 L	6,0 kg
Gesamt	20,23 L	13,5 kg	2,26 L	1,95 kg	22,59 L	19,50 kg

7.2 Herstellungskosten

Die Materialkosten für die 25 kW-Einheit sowie für die Kaskadenschaltung aus zehn *WRA* sind in Tabelle 7.2 gegenübergestellt. Demnach sind die Materialkosten für die 25 kW-Einheit um 342,13 €¹ günstiger als für die Kaskadenschaltung.

Die Bauteilkosten für die zehn Wechselrichter haben einen großen Anteil an den Materialkosten der Kaskadenschaltung. Hierbei fallen besonders die vielen optischen Sender und Empfänger, mit jeweils 7,20 €¹ beziehungsweise 11,94 €¹, sowie die Folienkondensatoren, mit jeweils 13,50 €¹, ins Gewicht. Bei der 25 kW-Einheit ist der variable Vakuumkondensator (Abbildung 4.10 (b)) mit 999,90 €¹ das teuerste Bauteil.

Da es sich bei den SMPD-Modulen um Prototypen handelt, welche während des gemeinsamen Forschungsprojektes entstanden sind, ist für diese kein Preis bekannt. Daher wurden bei beiden Varianten die Kosten für die Transistoren ausgeklammert. Ein Vergleich der Kosten für vergleichbare diskrete 25 mΩ Transistoren (C2M0025120D) mit dem Preis für die benötigte Anzahl an C3M0065090J-FETs zeigt, dass die Transistoren für die C3M0065090J-Wechselrichter 108,16 €¹ teurer sind.

Die Kosten für die ZVS-Überwachung wurden beim SMPD-Wechselrichter nicht berücksichtigt, da beim *WRA* keine nicht ZVS-Überwachung implementiert wurde.

Tabelle 7.2: Vergleich der Materialkosten der 25 kW-Einheit mit einer Kaskadenschaltung aus zehn *WRA*.

	25 kW-Einheit	Kaskadenschaltung
Wechselrichter	602,92 € ¹	1965,80 € ¹
Schwingkreiskomponenten	1239,39 € ¹	415,37 € ¹
Kühlung	482,35 € ¹	284,70 € ¹
Gesamt	2323,74 €¹	2665,78 €¹

Zu den Materialkosten müssen noch die Fertigungskosten addiert werden. Da beide Varianten zu einem Großteil aus SMD-Bauteilen bestehen, können die Wechselrichter überwiegend automatisiert bestückt werden. Somit ist der Bestückungsaufwand überschaubar. Allerdings muss die Platine des SMPD-Wechselrichters auf die Flüssigkeitskühlplatte montiert werden und der Fertigungsaufwand für die Fertigung des wassergekühlten Transformator (Abbildung 4.10 (a)) ist deutlich größer als der Aufwand für die Fertigung der Transformatoren für die Kaskadenschaltung (Abbildung 6.4). In Summe wird der Fertigungsaufwand für die 25 kW-Einheit und die Kaskadenschaltung aus zehn *WRA* ungefähr gleich sein.

In dieser Aufstellung wurden keine Entwicklungskosten berücksichtigt. Da die Kaskadenschaltung ohne großen Aufwand für eine Vielzahl von Verbrauchern eingesetzt werden kann, sind hier die Entwicklungskosten in Bezug auf eine Anwendung geringer. Des

¹Preise vom 04.02.2019 bei einer Bestellung von Material für fünf 25 kW-Einheiten und fünf Kaskadenschaltungen aus jeweils zehn *WRA*.

Weiteren wurde nicht berücksichtigt, dass die Stückzahl der identisch gebauten Einheiten bei der Kaskadenschaltung deutlich größer ist, sobald diese für unterschiedlichen Anwendung zum Einsatz kommt, was zu einer Kostenreduktion führt.

7.3 Ausfallsicherheit

Grundsätzlich liegt der erste Gedanke nahe, dass die Kaskadenschaltung ausfallsicherer sein sollte, da zumindest eine teilweise Versorgung mit den restlichen Generatoren aufrechterhalten werden kann, sollte einer ausfallen. Da jedoch die Impedanzanpassung eine sehr kritische Größe ist, wie in Abschnitt 6.3.3 diskutiert, funktioniert dies nur in einem eingeschränkten Rahmen. Somit ist die Ausfallsicherheit des 25 kW-SMPD-Wechselrichters aufgrund der deutlich geringeren Anzahl an Bauteilen als höher einzuschätzen.

Besonders kritisch ist der Ausfall bei der Serien-Kaskadenschaltung, da durch die Serienschaltung über dem ausgefallenen Wechselrichter sehr hohe Spannungen anliegen. Dadurch kann es zu weiteren Folgeschäden kommen, weshalb die gesamte Schaltung unverzüglich abgeschaltet werden sollte.

Jedoch hat die Kaskadenschaltung den Vorteil, dass die einzelnen Einheiten im Fehlerfall günstiger zu ersetzen sind und, da die Einheiten aus Standardbauteilen bestehen, die Beschaffung von Ersatzteilen unkomplizierter ist.

7.4 Effizienz

Ein Vergleich der erreichten Wirkungsgrade über der Ausgangsleistung ist in Abbildung 7.1 gegeben. Darin sind die Effizienzen eines *WRA* (äquivalent zu Abbildung 5.13), des 25 kW-SMPD-Wechselrichters (äquivalent zu Abbildung 4.15) und der Serien-Parallel-Kaskadenschaltung aus vier *WRA* (äquivalent zu Abbildung 6.7) in Abhängigkeit von der in den Lastwiderstand gespeisten Ausgangsleistung dargestellt. Zusätzlich ist die extrapolierte Kurve für die Effizienz einer Kaskadenschaltung aus zehn *WRA* eingezeichnet. Diese wurde unter der Annahme errechnet, dass der Verlauf der Effizienz identisch zur Messung der Kaskadenschaltung aus vier *WRA* ist. Die Kurven veranschaulichen deutlich, dass der Wirkungsgrad eines einzelnen Wechselrichters höher als der einer Kaskadenschaltung ist. Dies kann durch Ausgleichsströme aufgrund unzureichender Synchronisation der einzelnen Schaltvorgänge begründet werden. Lediglich bei sehr großen Leistungen, sobald die Verluste des 25 kW-Transformators groß werden, schneiden sich die Kurven. Allerdings ist hier nicht berücksichtigt, dass es bei der Kaskadenschaltung aus zehn Wechselrichtern bei hohen Leistungen eventuell vermehrt zu Ausgleichsströmen kommt, welche die Effizienz reduzieren könnten.

7 Vergleich der Kaskadenschaltung mit der 25 kW-Einheit

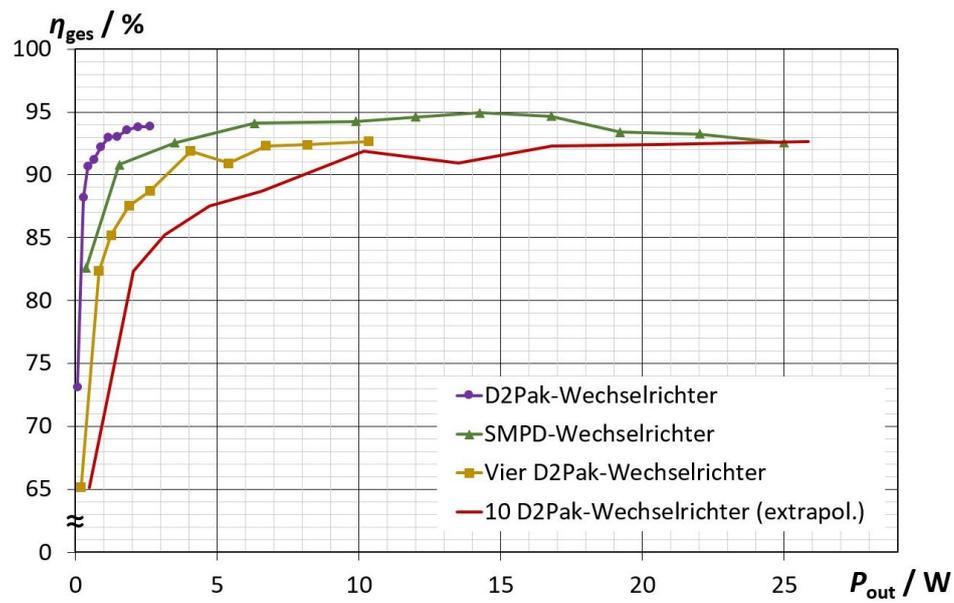


Abbildung 7.1: Vergleich der gemessenen Effizienz eines WRA, des 25 kW-SMPD-Vollbrückenwechselrichters und der Serien-Parallel-Kaskadenschaltung aus vier WRA mit einer extrapolierten Effizienz für die Kaskadenschaltung aus zehn WRA.

8 Induktiver Mitteldruckstrahler

Abschließend wurde ein induktiver UV-Strahler gefertigt, um die Generatoren an einer realen Last betreiben zu können. Im folgenden Kapitel werden die Ergebnisse vom Betrieb eines induktiven Mitteldruckstrahlers am *WRD* präsentiert. Dieser Wechselrichter mit den INFINEON SiC-MOSFETs in Trench-Technologie, Details siehe Kapitel 5, wurde für diese Untersuchungen ausgewählt, da dieser mit überarbeitetem Schwingkreis über 3 kW Ausgangsleistung liefern kann und die Schaltfrequenz auf 3 MHz erhöht werden kann, ohne die Gate-Treiber zu überlasten. Durch eine höhere Schaltfrequenz kann die zur Zündung nötige Feldstärke reduziert werden, daher wurden die im Folgenden präsentierten Untersuchungen mit einer Schaltfrequenz von 3 MHz durchgeführt [80].

Das Funktionsprinzip von induktiv gekoppelten Plasmen wurde von HÄHRE ausführlich diskutiert [12], weshalb hier auf eine Wiederholung der Theorie verzichtet wird. Es wird lediglich eine Übersicht über die unterschiedlichen Typen von Quecksilberdampflampen gegeben sowie der Stand der Technik von Induktionslampen vorgestellt.

8.1 Kategorisierung von Quecksilberdampflampen

Quecksilberdampflampen werden für die unterschiedlichsten Anwendungen eingesetzt. Daher werden sie auch in unterschiedlichsten Größen sowie mit unterschiedlichen Leistungen und Leistungsdichten angeboten. Unterschieden werden grundsätzlich folgende drei Gruppen, welche nach dem Lampenbezeichnungssystem (engl. International lamp coding system, ILCOS) näher beschrieben werden [81].

- Niederdrucklampen haben geringe Drücke bis etwa 10 mbar. Sie haben einen hohen Anteil an Ultraviolettstrahlung und eignen sich daher gut als UV-Quelle mit einem Primärpeak bei 254 nm. Sie werden häufig zur Löschung von Speichern (engl. Erasable Programmable Read-Only Memory, EPROM) sowie zur Desinfektion eingesetzt. Durch die Verwendung von synthetischem Quarz kann die Transparenz der Lampe für kurzwellige Strahlung erhöht werden, so dass auch die Emissionslinie bei 185 nm das Glas durchdringen kann. Dadurch wird es möglich, die Lampen zur Ozon-Generation einzusetzen [82].

- Mitteldrucklampen haben einen Betriebsdruck von etwa 1 bar. Der industrielle Einsatzbereich ist die Aushärtung von UV-reaktiven Lacken, Klebstoffen und Druckfarben. Die Lampen emittieren je nach Auslegung UV-A bis UV-C Strahlung [11].
- Hochdrucklampen werden mit einem Betriebsdruck von etwa 10 bar betrieben. Somit tritt bereits eine geringfügige Druckverbreiterung der Emissionslinien auf. Quecksilberdampf-Hochdrucklampen werden häufig zur Straßen- und Industriebeleuchtung eingesetzt. Die Lampen haben eine mäßige Lichtausbeute und eine blaugüne Lichtfarbe [83].

Bei den oben beschriebenen Strahlern handelt es sich üblicherweise um elektrodenbehaftete Lampen. Bei diesen ragen Elektroden ins Innere eines gasgefüllten Glasrohres. Über eine hohe elektrische Spannung zwischen den Elektroden wird die Gasfüllung ionisiert. Da die Elektroden im Inneren der Lampe dem Plasma ausgesetzt sind, haben elektrodenbehaftete Lampen eine kurze Lebensdauer. Die Kombination aus quecksilberhaltiger Füllung und kurzer Lebensdauer resultiert in viel und aufwändig zu entsorgenden Sondermüll.

8.2 Stand der Technik von Induktionslampen

Induktionslampen unterscheiden sich im Aufbau grundlegend von konventionellen elektrodenbehafteten Lampen. Die Energie wird nach dem elektromagnetischen Induktionsprinzip auf die Gasfüllung übertragen, daher kommen keine spannungsführenden Teile mit der Gasfüllung in Berührung. Bereits im Jahr 1891 hat NICOLA TESLA das Prinzip der Lichterzeugung mittels hochfrequenter Wechselfelder patentiert [84]. Zu etwa gleicher Zeit veröffentlichte THOMSON einen Artikel über elektrodenlose Entladungen [85]. Im Jahr 1900 folgte durch HEWITT die Vorstellung der Lichterzeugung mittels Induktion [86]. Die grundlegenden Prinzipien der heutigen Induktionslampen wurde von SMITH [87] und BETHENOD [88] vorgestellt. ANDERSON [89–92] hat für GENERAL ELECTRIC mehrere Induktionslampen entwickelt, von denen die GENURATM-Lampe ein kommerzielles Produkt wurde. Weitere Meilensteine waren die Markteinführungen der QLTM-Lampe von PHILIPS [93] mit Hohlraumkoppler und die EnduraTM-Lampe von OSRAM [94] als Ringentladungslampe. Basierend auf diesen Entwicklungen hat HÄHRE [12] ein Induktionslampen-System zur UV-Generation vorgestellt. Dieser kombinierte einen 1 kW-Hochfrequenzwechselrichter, basierend auf SiC-JFETs, mit einer Induktionslampe mit internem Streufeldkoppler.

Bei den bisherigen Entwicklungen handelte es sich allerdings ausschließlich um Niederdruckstrahler. Dies ist hauptsächlich mit der Geometrie der Strahler zu begründen. Für die Zündung von Lampen mit kleinem Durchmesser sind sehr große magnetische Feldstärken nötig. Wird der Durchmesser erhöht, steigt die nötige Leistung zum Erreichen des Mittel-

drucks im Betrieb deutlich an. Es wurden bereits elektrodenlose Hochdruckgasentladungslampen in einigen Patentschriften [95–97] beschrieben, allerdings bisher nicht vermarktet.

8.3 Induktiver UV-Strahler

Der UV-Strahler, welcher für die Tests zum Einsatz kommt, ist in Abbildung 8.1 gezeigt. Dieser wurde für den Mitteldruckbetrieb bei 3 kW Eingangsleistung mit einer Außenspule ausgelegt. Um den hohen Temperaturen während des Betriebs standzuhalten, sowie um transparent für die kurzwellige UV-Strahlung zu sein, wurde der Leuchtkörper aus synthetischem Quarzglas gefertigt.

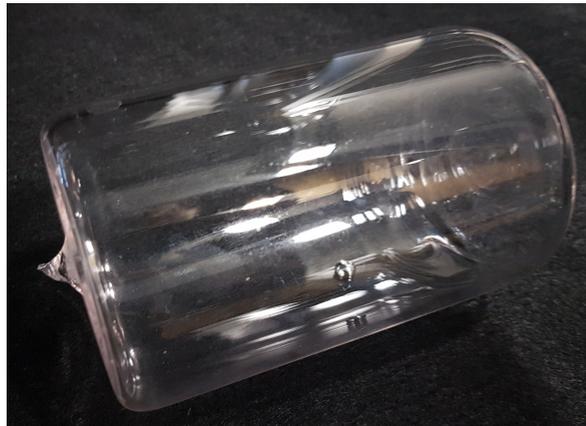


Abbildung 8.1: Induktiver quecksilberhaltiger UV-Strahler für den Mitteldruckbetrieb.

Die Parameter des Strahlers sind in Tabelle 8.1 gegeben. Der Strahler wurde mit 30 Pa Argon (Ar) als Puffergas befüllt und die Menge an Quecksilber (Hg) für einen gesättigten Betrieb kalkuliert.

Tabelle 8.1: Parameter des induktiven Mitteldruckstrahlers.

Ar-Druck	Hg-Menge	Durchmesser	Länge
30 Pa	~ 5 g	65 mm	102 mm

8.4 Versuchsaufbau

Für den Betrieb des induktiven Mitteldruckstrahlers kommt WRD (Details siehe Kapitel 5) zum Einsatz. Der Messaufbau ist in Abbildung 8.2 gezeigt. Der Serienschwingkreis besteht aus der Lampenspule und den Schwingkreiskondensatoren auf der Wechselrichterplatte. Zusätzlich wurde ein variabler Vakuumkondensator mit Motorsteuerung in Serie zur Lampenspule eingefügt. Über die Motorsteuerung kann die Verstimmung des Schwingkreises durch das Plasma kompensiert werden. Die Lampenspule wurde aus 5 mm Kupferrohr gewickelt, welches mit Wasser gekühlt wird. Die Wasserkühlung ist aufgrund der hohen Lampentemperatur nötig, siehe Abbildung 8.8 (b).

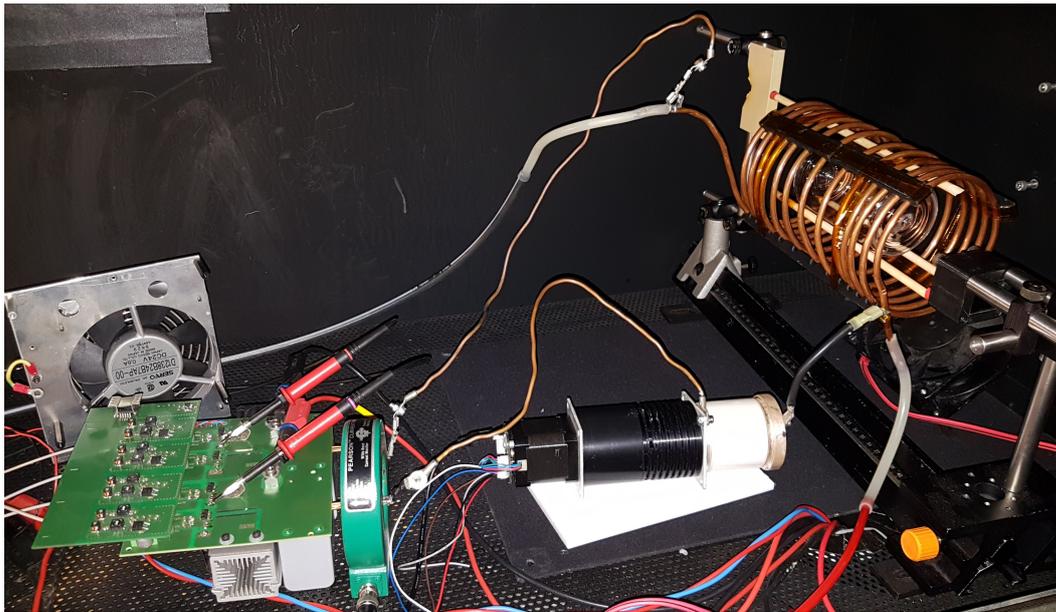


Abbildung 8.2: Versuchsaufbau zum Betrieb und der Vermessung des induktiven Mitteldruckstrahlers.

Für die Messungen wurden zwei unterschiedlichen Lampenspulen gefertigt, einmal mit symmetrischer Wicklungsverteilung und einmal mit unsymmetrischer Verteilung. Die unsymmetrische Wicklung wurde so gefertigt, dass im Bereich der Lampe die Wicklungsdichte geringer ist und dadurch die Abschattung durch die Spule reduziert wird. Der Nachteil ist eine unsymmetrische Feldverteilung und ein höherer Fertigungsaufwand. Die unsymmetrische Lampenspule inklusive des Strahlers ist in Abbildung 8.3 gezeigt. Für die Fixierung der Wicklungen wurden 3D gedruckte Halter verwendet.

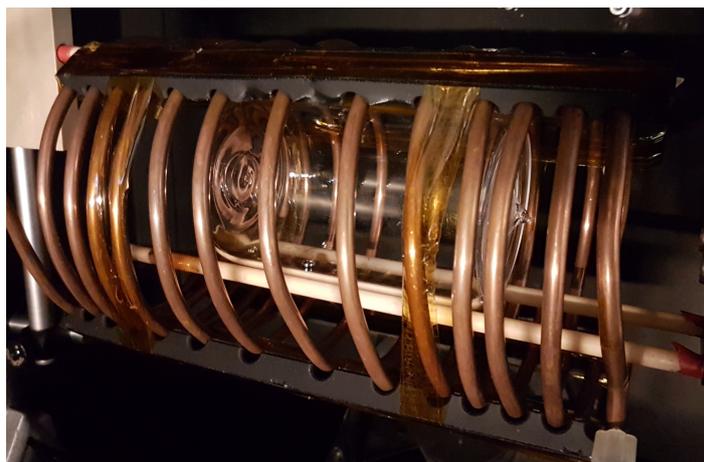


Abbildung 8.3: Unsymmetrische Lampenspule inklusive des induktiven UV-Strahlers.

Die unsymmetrische Spule wurde mit einem größeren Durchmesser gefertigt, um den Abstand zwischen dem heißen Strahler und den gedruckten Haltern zu vergrößern. Im Gegensatz dazu, kommt die symmetrische Spule ohne Halter aus und kann daher dichter um die Lampe gewickelt werden, allerdings mit dem Nachteil einer größeren Abschattung. Die Parameter der beiden Lampenspulen sind in Tabelle 8.2 gezeigt. Dort sind die Windungs-

zahl n , der Spulendurchmesser d , die Länge der Spule l , die Induktivität L , sowie der Durchmesser des Kupferrohres d_{Rohr} gegeben.

Tabelle 8.2: Parameter der Lampenspule

	n	l	d	L	d_{Rohr}
Symmetrisch	14	15 cm	9 cm	12,38 μ H	5 mm
Unsymmetrisch	13	19 cm	11 cm	8,67 μ H	5 mm

8.5 Messergebnisse

Im folgenden Abschnitt werden die Messergebnisse des induktiven UV-Strahlers am *WRD* vorgestellt. Die hier angegebenen Eingangsleistungen und Effizienzen beziehen sich jeweils auf das komplette System und beinhalten den Wechselrichterwirkungsgrad (siehe Abbildung 5.13) und die Abschattung durch die Lampenspule. Daher ist die Effizienz des Strahlers deutlich höher als die hier angegebenen Werte. Abbildung 8.4 zeigt den Strahler während des Betriebs in der symmetrischen Lampenspule bei einer Eingangsleistung von $P_{\text{in}} = 3,1 \text{ kW}$.

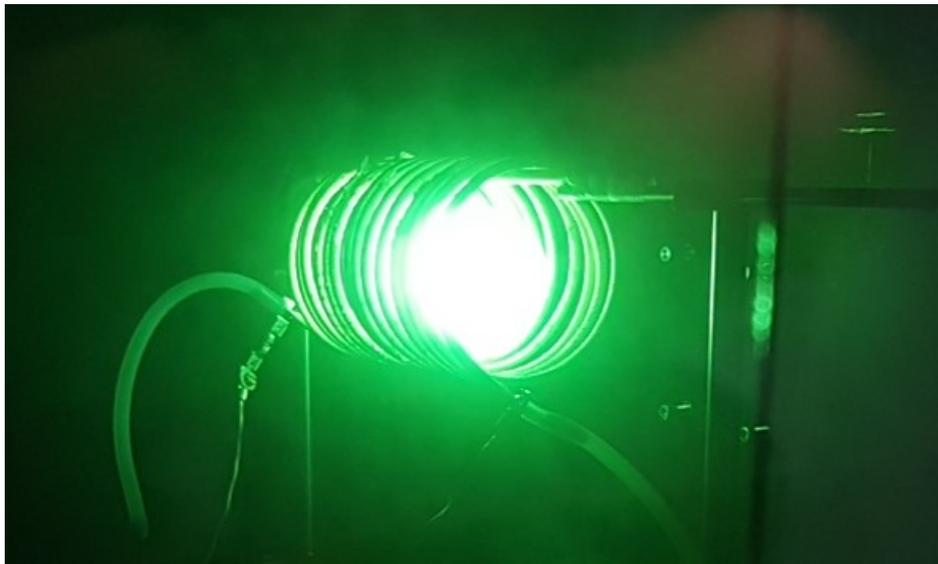


Abbildung 8.4: Quecksilberhaltiger Mitteldruckstrahler beim Betrieb in der symmetrischen Lampenspule fotografiert durch ein Schweißerglas bei einer Eingangsleistung von $P_{\text{in}} = 3,1 \text{ kW}$.

Die Farbverschiebung ins Grüne entsteht durch das Filterglas, durch welches das Foto aufgenommen wurde. Das gemessene Spektrum zu diesem Arbeitspunkt ist in Abbildung 8.5 gegeben. Dabei lag die spektrale spezifische Ausstrahlung bei $51,047 \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \text{nm}}$ zwischen 200 und 800 nm, was einer Strahlungsausbeute von $\eta(200 - 800 \text{ nm}) = 20,67\%$ entspricht. Die spektrale UV-Ausstrahlung, zwischen 200 und 380 nm, lag bei $31,596 \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \text{nm}}$, was einer UV-Strahlungsausbeute von $\eta(200 - 380 \text{ nm}) = 12,79\%$ entspricht.

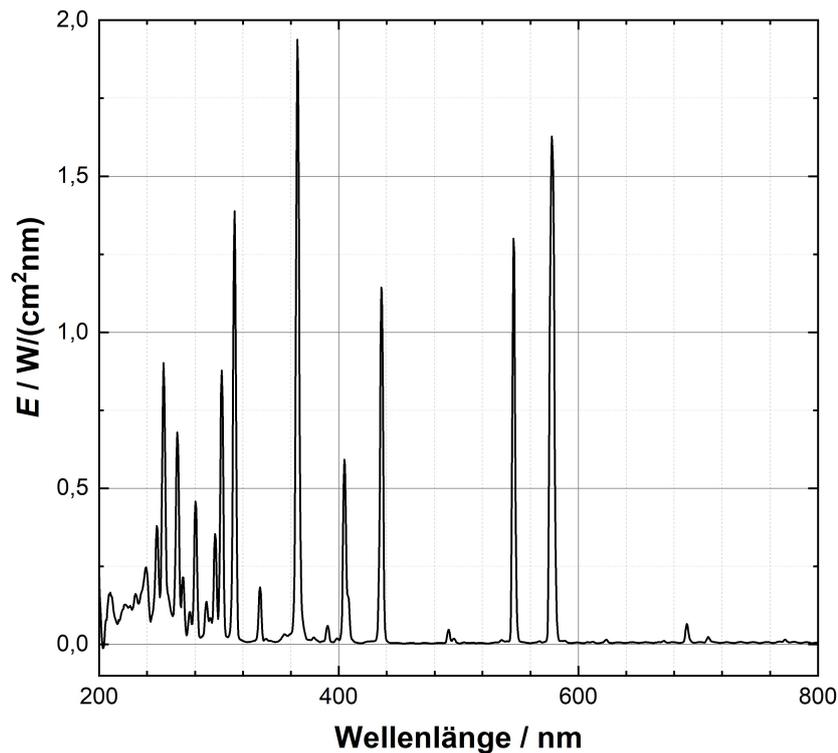


Abbildung 8.5: Gemessenes Spektrum des Mitteldruckstrahlers in der symmetrischen Lampenspule beim Arbeitspunkt mit der maximalen Eingangsleistung, bei $P_{\text{in}} = 3104 \text{ W}$ und $f_{\text{sw}} = 3 \text{ MHz}$.

Die gemessenen Spektren des Betriebs in der unsymmetrischen Lampenspule sind in Abbildung 8.6 gezeigt. Hierbei ist in (a) ein Niederdruckspektrum direkt nach der Zündung bei einer Eingangsleistung von $112,5 \text{ W}$ gegeben. Hier ist die Quecksilber-Linie bei 254 nm stark ausgeprägt. In Abbildung 8.6 (b) ist das Spektrum des Arbeitspunktes mit der maximal erreichten Effizienz gegeben. Bei diesem Arbeitspunkt wurden spektrale Ausstrahlungen von $E(200 - 800 \text{ nm}) = 38,575 \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \text{nm}}$ und $E(200 - 380 \text{ nm}) = 22,813 \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \text{nm}}$ gemessen. Dies entspricht einer Strahlungsausbeute von $\eta(200 - 800 \text{ nm}) = 30,60\%$, bzw. einer UV-Strahlungsausbeute von $\eta(200 - 380 \text{ nm}) = 18,10\%$.

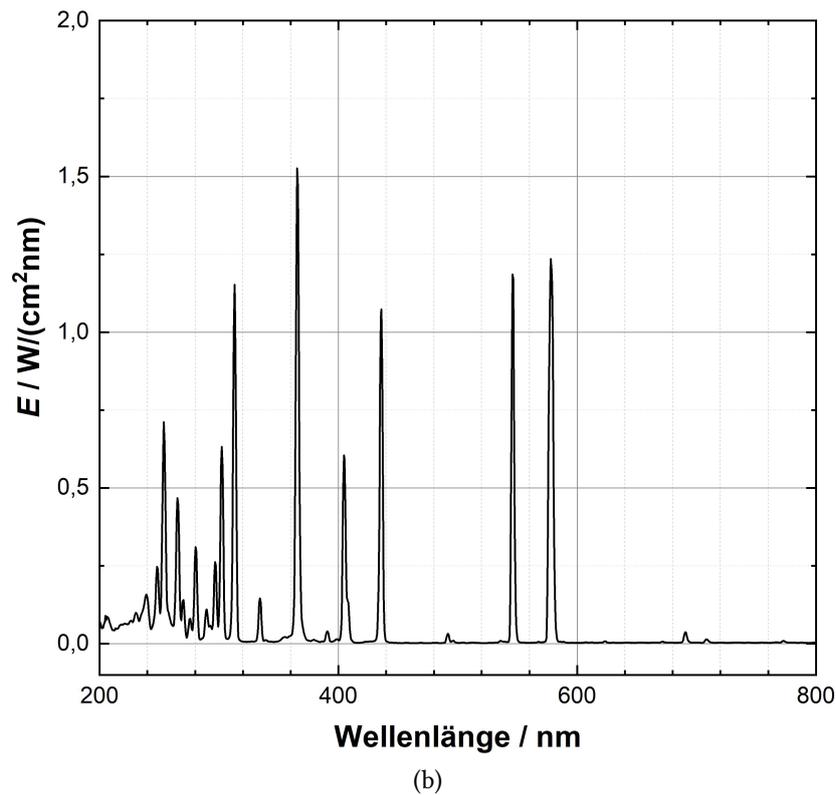
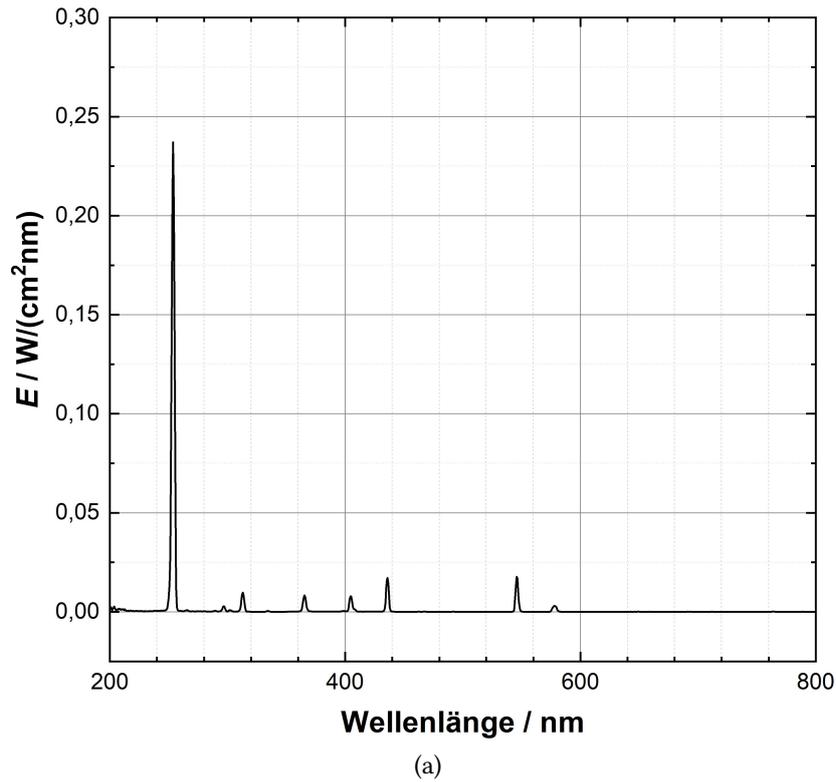


Abbildung 8.6: Gemessene Spektren des Mitteldruckstrahlers in der unsymmetrischen Lampenspule, Niederdruckspektrum in (a) bei $P_{\text{in}} = 112,5 \text{ W}$ und Arbeitspunkt der maximalen Strahlungsausbeute in (b) bei $P_{\text{in}} = 1584 \text{ W}$, beide bei $f_{\text{sw}} = 3 \text{ MHz}$.

Mit beiden Lampenspulen wurden die Verläufe der Effizienz über der Eingangsleistung bestimmt. Diese sind in Abbildung 8.7 gezeigt. Mit der unsymmetrischen Lampenspule konnte der Strahler bereits bei kleinen Strömen gezündet werden, dadurch war es möglich einen Messpunkt im Niederdruckbetrieb aufzunehmen, wie das Spektrum in Abbildung 8.6 (a) zeigt. Dies ist aufgrund der Feldüberhöhung innerhalb der höheren Wicklungsdichte am Ende des Strahlers möglich. Bei diesem ersten Arbeitspunkt ist die UV-Strahlungsausbeute aufgrund der einzelnen 254 nm-Linie relativ hoch. Bei höheren Leistungen nimmt die Strahlungsausbeute zunächst ab, bis die Lampe einen effizienten Mitteldruckbetrieb erreicht. Durch die reduzierte Abschattung der unsymmetrischen Lampenspule können deutlich höhere Strahlungsausbeuten erreicht werden als mit der symmetrischen Lampenspule. Die kleinere Induktivität der unsymmetrischen Spule resultiert jedoch in einer schlechteren Anpassung der Wechselrichterauslegung an die Lastimpedanz. Dadurch war die maximale Eingangsleistung, bei welcher der Wechselrichter noch sicher betrieben werden konnte, um 50% geringer. Mit der symmetrischen Spule konnten maximale Strahlungsausbeute $\eta(200 - 800 \text{ nm}) = 21,80\%$, beziehungsweise $\eta(200 - 380 \text{ nm}) = 13,44\%$ bei $P_{\text{in}} = 2505 \text{ W}$ erreicht werden.

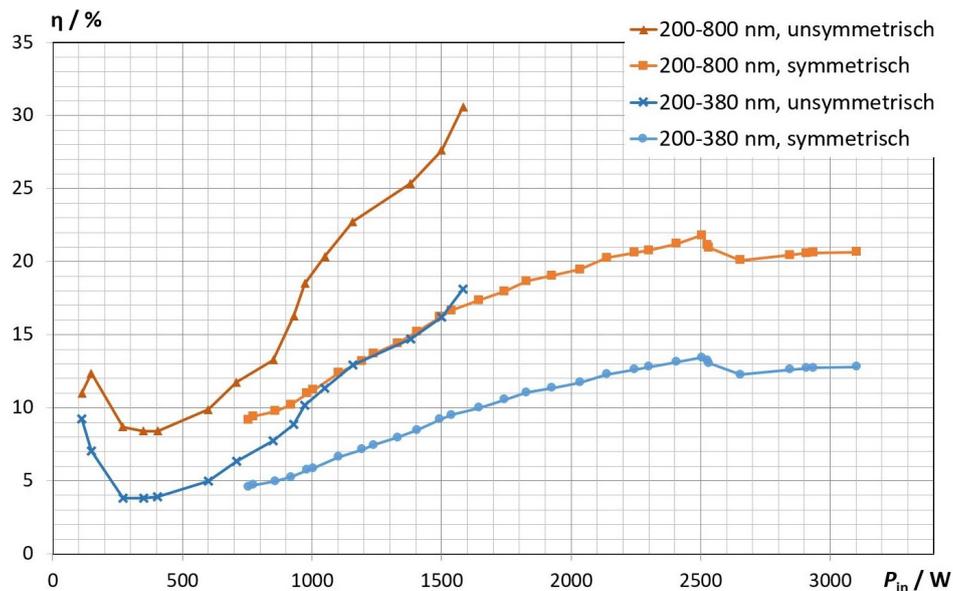


Abbildung 8.7: Verlauf der Strahlungsausbeuten des induktiven Mitteldruckstrahlers über der Eingangsleistung beim Betrieb am WRD. Die Strahlungsausbeute wurden für einen Vollraumstrahler berechnet.

9 Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wurden Möglichkeiten zur Realisierung von Hochfrequenzwechselrichtern mit Ausgangsleistungen über 10 kW untersucht. Hierzu wurden zwei Ansätze betrachtet. Zum einen wurde ein Generator mit einer Ausgangsleistung von 25 kW bei 2,50 MHz realisiert, der jedoch auf spezielle Komponenten angewiesen ist. Alternativ wurde eine Kaskadenschaltung aus kleineren Generatoren aufgebaut. Die kleineren Generatoren können zwar die geforderte Ausgangsleistung nicht alleine zur Verfügung stellen, bestehen jedoch aus Standardbauteilen.

Um überhaupt Generatoren mit großer Ausgangsleistung in diesem Frequenzbereich realisieren zu können, mussten zunächst Schritte zur Optimierung bekannter Auslegungsmethoden entwickelt werden. Für die Schwingkreisgüte, welche für das Verhältnis aus im Schwingkreis gespeicherter Blindleistung zu an den Verbraucher gelieferter Wirkleistung steht, sollten laut Literatur Werte ≥ 2 gewählt werden, um einen sinusförmigen Resonanzstrom zu gewährleisten. Diese Bedingung resultiert jedoch in einer großen Resonanzinduktivität, einer kleinen Resonanzkapazität sowie einem erheblichen Blindleistungsanteil. Diese drei Punkte reduzieren die erreichbare Effizienz. Um dies zu umgehen wurde die Schwingkreisgüte auf $Q_L = 0,8$ reduziert, wobei gezeigt werden konnte, dass der Resonanzstrom dennoch ausreichend sinusförmig ist. Neben der Schwingkreisauslegung muss auch das Leiterplattendesign auf die hochfrequente Anwendung angepasst werden. Um saubere und verlustarme Schaltvorgänge zu ermöglichen, müssen beim Leiterplattendesigns Methoden der Leistungselektronik mit Methoden der Hochfrequenztechnik kombiniert werden.

Als Generator mit großer Ausgangsleistung wurde eine 25 kW-Einheit mit Halbbrückenmodulen im ISOPLUS SMPD-Gehäuse entwickelt. Hier wurden zunächst die SMPD-Module charakterisiert und unterschiedliche Varianten bewertet. Bei diesen Untersuchungen zeigte sich, dass das SMPD-Modul aufgrund der kurzen Anschluss-Pins, der horizontale Positionierung auf der Platine sowie des Treiber-Source-Anschlusses sehr gut für den Einsatz in Hochfrequenzwechselrichtern geeignet ist. Anschließend wurde ein Vollbrückenwechselrichter mit Serienschwingkreis aufgebaut. Die Leiterplatte des Vollbrückenwechselrichters wurde als vierlagige Platine entworfen, wobei bei der Gestaltung besonders auf die Eignung für den hochfrequenten Betrieb bei hohen Leistungen geachtet wurde. Hierzu sind zum Beispiel die DC-Zwischenkreis- und die Snubber-Kondenstoren niederinduktiv direkt zwischen den Anschlusspins des SMPD-Moduls platziert und die Gate-Treiber als Striplines ausgeführt. Des Weiteren wurden alle Ecken und Kurven mit Radien versehen, um Reflexionen zu vermeiden. Zur Impedanzanpassung sowie zur galvanischen Trennung

zwischen dem Wechselrichter und der Last wurde ein Transformator ausgelegt und gefertigt. Um die große Leistung bei der hohen Frequenz übertragen zu können, wurde der Transformator mit einer Wasserkühlung realisiert. Dazu sind die Leiter als Kupferrohre ausgeführt. Der Serienschwingkreis setzt sich aus der Streuinduktivität des Transformators sowie einem variablen Vakuumkondensator zusammen. Damit sind die Schwingkreisparameter weit von der laut Literatur idealen Auslegung entfernt. Allerdings konnte so auf eine zusätzliche Induktivität verzichtet werden. Nur auf diese Weise war es möglich, die Schwingkreisverluste soweit zu reduzieren, dass die Umsetzung des Generators möglich war. An einer $50\ \Omega$ -Last konnte mit dem Generator bei einer Schaltfrequenz von 2,50 MHz und einer Ausgangsleistung von 25 kW eine Effizienz von $\eta_{\text{ges}} = 92,53\%$ erreicht werden, sowie eine maximale Effizienz von 94,93% bei $P_{\text{out}} = 14,27\ \text{kW}$. Damit ist es zum ersten Mal gelungen, eine effiziente Alternative zu einem Röhrengenerator in diesem Leistungs- und Frequenzbereich vorzustellen. Darüber hinaus wurde ein ZVS-Überwachungssystem in der 25 kW-Einheit implementiert. Das System detektiert die Nulldurchgänge der Ausgangsspannung sowie des Resonanzstroms. Die Zeitpunkte der Nulldurchgänge werden anschließend mit den Schaltsignalen für die Gates in der Steuereinheit auf einem FPGA verglichen. Mit diesem System ist es möglich, einen sicheren Betrieb des Generators zu gewährleisten, ohne die hochfrequenten Ströme und Spannungen in Echtzeit messen und auswerten zu müssen. Die Veröffentlichung der 25 kW-Einheit [69] wurde auf der PCIM EUROPE 2018 mit dem YOUNG ENGINEER AWARD prämiert.

Aufgrund der sehr guten Erfahrungen mit den Schalteigenschaften des SMPD-Gehäuses, wurden für die Entwicklung der kleinen 2,5 kW-Generator-Einheit, welche die Basis der Kaskadenschaltung bildet, lediglich Transistoren mit Treiber-Source-Anschluss betrachtet. Um den Einfluss des Transistorgehäuses auf den Wirkungsgrad des Wechselrichters zu untersuchen, wurden zwei Platinen entworfen und mit drei unterschiedlichen Transistoren vermessen. Verglichen wurden zwei Transistoren im 4pin TO-247-Gehäuse sowie einer im 7pin D2Pak. Dabei handelte es sich bei dem 7pin D2Pak und bei einem der 4pin TO-247-Transistoren um $65\ \text{m}\Omega$ -Bauteile und bei dem zweiten 4pin TO-247-FET um ein $45\ \text{m}\Omega$ -Bauteile in Trench-Technologie. Die Leiterplatten der 2,5 kW-Vollbrückenwechselrichter wurden ebenfalls als vierlagige Platine entworfen, wobei zum 25 kW-Wechselrichter äquivalente Optimierungen für den hochfrequenten Betrieb vorgenommen wurden. Zusätzlich wurde der D2Pak-Wechselrichters mit einem guten Wärmemanagement gestaltet, um die Transistorverluste aus den D2Pak-Gehäusen abführen zu können. Auch bei der Schwingkreisgestaltung für die 2,5 kW-Einheit wurden die Bauteile für eine Schwingkreisgüte von 0,8 dimensioniert, um die Verluste in den induktiven Komponenten so gering wie möglich zu halten. Mit der 2,5 kW-Einheit konnte gezeigt werden, dass die Realisierung eines kompakten und effizienten MHz-Wechselrichters mit Standardbauteilen möglich ist. Mit dem $65\ \text{m}\Omega$ -Transistor im 4pin TO-247-Gehäuse konnte eine Effizienz von 91,8% und mit dem $65\ \text{m}\Omega$ -Transistor im 7pin D2Pak sowie dem $45\ \text{m}\Omega$ -Bauteile in Trench-Technologie eine Effizienz von 93,9% erreicht werden, jeweils beim Betrieb an einer $50\ \Omega$ -Last mit einer

Schaltfrequenz von 2,50 MHz und einer Ausgangsleistung von 2,5 kW.

Die Kaskadenschaltung wurde mit vier 2,5 kW-Wechselrichtern mit den 65 m Ω -Transistoren im 7pin D2Pak realisiert. Hierfür wurden die Sekundärwicklungen der jeweiligen Transformatoren in Serien-, in Parallel- sowie in Serien-Parallel-Kaskadenschaltung betrieben. Dabei konnte mit der Serien-Parallel-Kaskadenschaltung eine Ausgangsleistung von 10,34 kW in eine 50 Ω -Last gespeist werden. Dabei wurde bei $f_{sw} = 2,50$ MHz eine Effizienz von 92,68% erreicht. Somit erfüllt auch die Kaskadenschaltung die gewünschte Anforderung.

Ein Vergleich der 25 kW-Einheit und einer theoretischen Kaskadenschaltung aus zehn 2,5 kW-Wechselrichtern wurde vorgestellt. Demnach kann der 25 kW-SMPD-Wechselrichter bei geringeren Materialkosten, kleinerem Volumen und niedrigerem Gewicht eine höhere Effizienz erreichen. Allerdings hat die Kaskadenschaltung den Vorteil, dass je nach Last die Anzahl und Verschaltung variiert werden kann. Dadurch kann eine große Zahl unterschiedlicher Verbraucher versorgt werden.

Abschließend konnte mit dem Generator, welcher mit den 45 m Ω -Transistoren in Trench-Technologie bestückt ist, zum ersten Mal ein induktiver Mitteldruckstrahler mit großer Leistung betrieben werden. Konkret wurde ein quecksilberhaltiger UV-Strahler mit Außenspule mit Eingangsleistungen bis 3,1 kW betrieben. Dabei konnte eine maximale Strahlungsausbeute von 30,6%, zwischen 200 und 800 nm, und eine maximale UV-Strahlungsausbeute von 18,1% erzielt werden.

10 Ausblick

Mit den präsentierten Generatoren sowie den Erfahrungen in der Zündung und dem Betrieb von induktiven Mitteldruckstrahlern kann nun an der Entwicklung von quecksilberfreien UV-Strahlern für die Wasseraufbereitung geforscht werden. In Abbildung 10.1 ist ein Wasserreaktor mit einem induktiv angeregten quecksilberfreien UV-Strahler gezeigt. Bei dem Betrieb wurde die Lampenspule vom SMPD-Wechselrichter gespeist. Allerdings ist die UV-Effizienz der quecksilberfreien Strahler noch nicht konkurrenzfähig, weshalb hier noch Optimierungsschritte unternommen werden müssen.

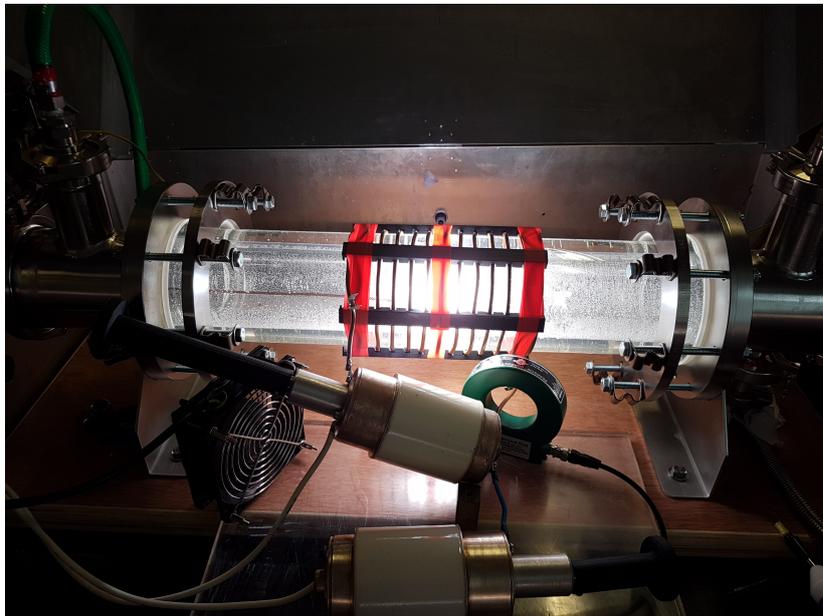


Abbildung 10.1: Quecksilberfreier Mitteldruckstrahler in einem Reaktor für die Wasseraufbereitung.

Neben den induktiv gekoppelten Strahlern können mit den Generatoren auch induktive Plasmabrenner betrieben werden. Ein Beispiel ist in Abbildung 10.2 gezeigt. Hierbei wird ein Neon-Plasma mit 70 Pa mit dem SMPD-Wechselrichter betrieben. Die Plasmabrenner können für viele Formen der Materialsynthese eingesetzt werden. Für die Synthese werden üblicherweise hohe Temperaturen und Drücke benötigt, weshalb Generatoren mit sehr großen Leistungen benötigt werden. Zum Beispiel besteht die Möglichkeit mit einem 1 MW Plasmabrenner bei Atmosphärendruck Stickstoffdünger aus der Luft zu synthetisieren. Zur Realisierung des Generators für diesen Plasmabrenner gibt es Überlegungen, eine Kaskadenschaltung aus 40 SMPD-Wechselrichtern aufzubauen.

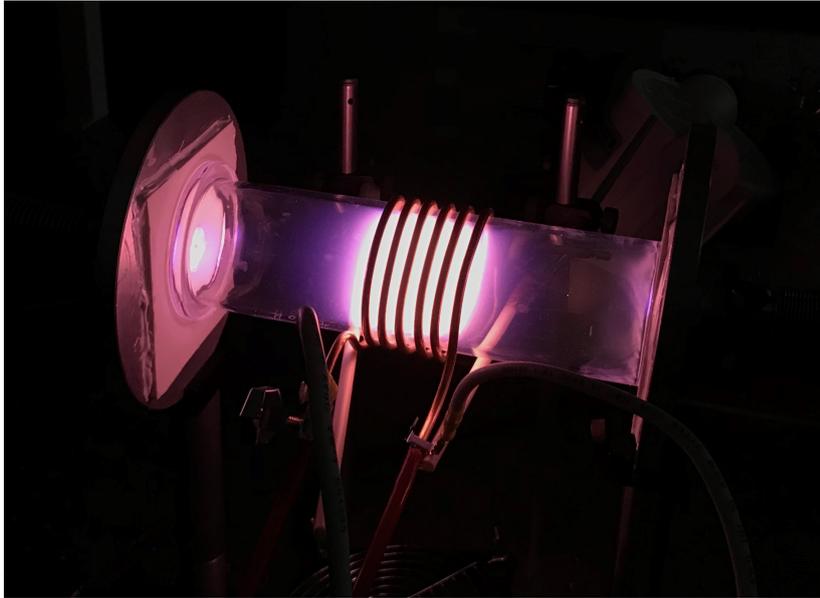


Abbildung 10.2: Induktiver Plasmabrenner.

Vor allem für die Materialsynthese mit Plasmabrennern sind Generatoren mit noch größeren Leistungen nötig. Aktuell entwickeln die Halbleiterhersteller immer leistungsfähigere SiC-Transistoren mit niedrigeren Durchlasswiderständen. Allerdings resultiert diese Entwicklung üblicherweise in größeren Gate-Kapazitäten. Um diese Transistoren dennoch hochfrequent schalten zu können, muss ein neuer Gate-Treiber entwickelt und Untersuchungen zum Einfluss der hohen Gate-Leistung auf die Stabilität der Gate-Struktur durchgeführt werden. Das selbe Problem besteht, wenn man die Schaltfrequenz weiter erhöhen möchte, zum Beispiel um die zur Zündung der induktiven Plasmen nötige Feldstärke zu senken. Die in dieser Arbeit verwendete Gate-Treiberschaltung inklusive der Gate-Treiber-ICs stößt beim SMPD-Wechselrichter mit 12 W je Transistor an ihre Leistungsgrenze. Leistungsstärkere Gate-Treiber-ICs können üblicherweise die Anforderungen an die Schaltgeschwindigkeit nicht erfüllen. Daher muss über die Realisierung von resonanten Gate-Treiberschaltungen nachgedacht werden. Hierbei ist besonders die Abstimmung der Ansteuerung der benötigten Transistoren eine Herausforderung.

Zusätzlich müssen die passiven Komponenten überarbeitet werden, um die Ausgangsleistung weiter steigern zu können. Der Einsatz von Vakuumkondensatoren als Resonanzkapazität resultiert zwar in sehr niedrigen Verlusten, jedoch sind die Kondensatoren sehr teuer und empfindlich gegen mechanische Belastung. Alternativ können keramische Kondensatoren aus Glimmer eingesetzt werden, wie bei der 2,5 kW-Einheit. Soll daraus jedoch eine Kapazität mit der gleichen Strom- und Spannungsfestigkeit wie der Vakuumkondensator zusammengesetzt werden, sind sehr viele Kondensatoren nötig. Somit ist diese Variante nicht unbedingt günstiger. Die DC-Zwischenkreise wurden in dieser Arbeit aus Folien- und Glimmerkondensatoren zusammengestellt. Dabei sind die Verluste durch die hochfrequente Belastung in den Folienkondensatoren nicht zu vernachlässigen. Hier ist zu untersuchen, ob EPCOS CERALINK™ Kondensatoren besser geeignet sind. Die

Verwendung von Eisenpulver-Kernen für die Hochfrequenztransformatoren reduziert die Kernverluste auf ein Minimum. Daher müssen zur Leistungssteigerung lediglich größere Kerne verwendet werden, um die Aussteuerung des Kernmaterials konstant zu halten. Die Kupferrohr-Wicklung des 25 kW-Transformators ist aufgrund der nötigen Isolierung, welche auf das Kupferrohr aufgebracht werden muss, und der nötigen Vorsicht beim Wickeln des Kupferrohrs sehr aufwendig. Sollen diese in größerer Stückzahl hergestellt werden, muss eine alternative Fertigungsmethode entwickelt werden.

Des Weiteren müssen umfangreiche Lebensdaueruntersuchungen durchgeführt werden, da es aktuell keine Aussagen über den Einfluss der hochfrequenten Belastung auf die Lebensdauer der Komponenten gibt. Hierbei sind neben Halbleitern, bei welchen zum Beispiel die Gate-Struktur und Bondung besonders belastet werden, auch die passiven Bauteile, wie Kondensatoren und Leiterplatten, zu untersuchen.

Abbildungsverzeichnis

2.1	Querschnitt einer planaren DMOSFET-Zelle, gemäß [23, 24].	10
2.2	Querschnitt zweier Trench MOSFET-Zellen, (a) INFINEON COLLSiC™ gemäß [28] und (b) ROHM DOUBLE-TRENCH gemäß [27].	11
2.3	Kurvenverläufe für den (a) Einschalt- und (b) Ausschaltvorgang eines Leistungs-MOSFET mit induktiver Last, gemäß [34].	12
2.4	ESB des MOSFETs als variabler Widerstand mit parasitären Bauteilen.	13
2.5	Idealisierte Kurvenverläufe für den Ausschaltvorgang eines Leistungs-MOSFET mit externer Entlastungskapazität C_p	16
2.6	(a) Resultierender Schwingkreis für die Kommutierung des Laststroms auf die Entlastungskondensatoren. (b) Detaillierte nicht ideale Kurvenverläufe für den Ausschaltvorgang eines MOSFETs mit Snubber-Kapazität C_p	17
2.7	Schaltplan eines schaltentlasteten Vollbrückenwechselrichters (M_1 bis M_4) mit Serienschwingkreis (C_{res} und L_{res}), Snubber-Kondensatoren (C_p) und Lastwiderstand (R_{load}).	19
2.8	Kurvenverläufe des Vollbrückenwechselrichters mit Resonanzkreis am Ausgang und Betrieb unter Einhaltung der ZVS-Bedingung.	20
2.9	Schaltintervalle (a) bis (d) zur Veranschaulichung der Strompfade und der Kommutierungsvorgänge des Vollbrückenwechselrichters im ZVS-Betrieb.	21
3.1	Schaltplan der Gate-Treiberschaltung zum Betrieb der Transistoren mit den beiden Spannungsleveln $U_{GS(on)}$ und $U_{GS(off)}$	24
3.2	Zur Veranschaulichung des Resultats eines schlechten Leiterplattendesigns ist in (a) ein Foto einer Kupferplatte zur Verbindung mehrerer Vakuumkondensatoren gezeigt, welche als Schwingkreiskapazität eingesetzt werden, und in (b) ein Wärmebild der Kupferplatte beim Betrieb des Wechselrichters bei 3 MHz.	28
3.3	Blockschaltbild der Wechselrichteransteuerung mit ZVS-Überwachung.	30
3.4	Schaltpläne der passiven Schaltungen für die ZVS-Überwachung. (a) zeigt die Spannungsnulldurchgangserkennung und (b) die Stromnulldurchgangserkennung [12].	31
3.5	Zeitplan für die Implementierung der ZVS-Überwachung.	32
3.6	Simulierte Kurvenverläufe des 25 kW-Vollbrückenwechselrichters bei $f_{sw} = 2,5$ MHz, $U_{in} = 800$ V, $R'_{load} = 9 \Omega$, $C_{res} = 8,0$ nF, $L_{res} = 1,0$ μ H und $C_p = 1500$ pF.	37

3.7	Vergleich der FFT-Plots des simulierten Resonanzstroms des SMPD-Vollbrückenwechselrichters mit $Q_L = 0,8$ und $Q_L = 5$. Die Simulation wurde jeweils mit $f_{sw} = 2,5$ MHz, $U_{in} = 800$ V, $R'_{load} = 9$ Ω , und $C_p = 1500$ pF durchgeführt, zusätzlich bei $Q_L = 0,8$: $C_{res} = 8,0$ nF und $L_{res} = 1,0$ μ H beziehungsweise bei $Q_L = 5$: $C_{res} = 960$ pF und $L_{res} = 4,8$ μ H.	38
3.8	Ergebnisse der thermischen Simulation des SMPD-Moduls mit zwei 1200 V, 25 m Ω -SiC-MOSFET-Chips, mit $P_{loss} = 60$ W und $T_{KK} = 40^\circ$ C [53].	39
3.9	Schaltplan eines schaltentlasteten Halbbrückenwechselrichters (M_1 und M_2) mit Serienschwingkreis (C_{res} und L_{res}), Snubber-Kondensatoren (C_p) und Lastwiderstand (R_{load}).	40
3.10	Die drei Versionen des CREE WOLFSPEED SiC-MOSFETs (C3M0065090J 7pin D2Pak (WRA), C3M0065090D 3pin TO-247 (WRB) und C3M0065090K 4pin TO-247 (WRC)) sowie der INFINEON COLLSiC TM MOSFET (WRD), von links nach rechts.	41
3.11	Simulierte Kurvenverläufe der Vollbrückenwechselrichter mit Serienschwingkreis bei $f_{sw} = 2,5$ MHz, $U_{in} = 600$ V, $R'_{load} = 40$ Ω , $C_{res} = 1,5$ nF, $L_{res} = 5,5$ μ H und $C_p = 300$ pF; (a) WRA , (b) WRB und (c) WRC	44
3.12	Vergleich der FFT-Plots der simulierten Resonanzströme für $Q_L = 0,8$ und $Q_L = 5$, in (a) WRA und in (b) WRC . Die Simulation wurde jeweils mit $f_{sw} = 2,5$ MHz, $U_{in} = 600$ V, $R'_{load} = 40$ Ω , und $C_p = 300$ pF durchgeführt, zusätzlich bei $Q_L = 0,8$: $C_{res} = 1,5$ nF und $L_{res} = 5,5$ μ H beziehungsweise bei $Q_L = 5$: $C_{res} = 200$ pF und $L_{res} = 23,5$ μ H.	45
3.13	Blockschaltbild der Serien-Kaskadenschaltung.	47
3.14	Blockschaltbilder der Parallel-Kaskadenschaltung in (a) und der Serien-Parallel-Kaskadenschaltung in (b).	48
3.15	Simulierte Kurvenverläufe einer Serien-Kaskadenschaltung von fünf WRA an einer 250 Ω -Last bei $f_{sw} = 2,5$ MHz, $U_{in} = 600$ V, $P_{load} = 13,82$ kW, $C_{res} = 1,5$ nF, $L_{res} = 5,0$ μ H, $C_p = 300$ pF und $\ddot{u}_{Trafo} = 0,8$ mit $\kappa = 0,98$	49
3.16	Simulierte Kurvenverläufe einer Parallel-Kaskadenschaltung von fünf WRA an einer 10 Ω -Last bei $f_{sw} = 2,5$ MHz, $U_{in} = 600$ V, $P_{load} = 13,80$ kW, $C_{res} = 1,5$ nF, $L_{res} = 5,0$ μ H, $C_p = 300$ pF und $\ddot{u}_{Trafo} = 0,8$ mit $\kappa = 0,98$	50
3.17	Simulierte Kurvenverläufe einer Serien-Parallel-Kaskadenschaltung von vier D2Pak-Wechselrichtern an einer 50 Ω -Last bei $f_{sw} = 2,5$ MHz, $U_{in} = 600$ V, $P_{load} = 11,06$ kW, $C_{res} = 1,5$ nF, $L_{res} = 5,0$ μ H, $C_p = 300$ pF und $\ddot{u}_{Trafo} = 0,8$ mit $\kappa = 0,98$	51
4.1	Beide Varianten der Bondung im SMPD-Modul, (a) 10×150 μ m Al-Bonddrähte und in (b) 8×350 μ m Drähte.	53

4.2	(a) Halbbrückenwechselrichter mit Aussparung für die thermische Charakterisierung der SMPD-Module mit Klarverguss. (b) Schaltplan des Halbbrückenwechselrichters mit zusätzlichen Zwischenkreis mit Mittenabgriff.	56
4.3	Details des Leiterplattendesigns der SMPD-Wechselrichters, in (a) die Top-Lage, in (b) die Zweite-Lage, in (c) die Dritte-Lage und in (d) die Bottom-Lage.	57
4.4	Seitenansicht des bestückten 25 kW-SMPD-Vollbrückenwechselrichters. . .	58
4.5	Details eines bestückten Brückenzeigs des SMPD-Wechselrichters mit dem fest vergossenen Prototypen-Modul, die Unterseite in (a) gezeigt und die Oberseite in (b).	59
4.6	Bestückter 25 kW-SMPD-Vollbrückenwechselrichter.	59
4.7	Gate-Treiberversorgungen für die 25 kW-Einheit, (a) zeigt die Oberseite und (b) die Unterseite.	60
4.8	(a) Implementierte Strom- und (b) Spannungsnulldurchgangserkennung für die ZVS-Überwachung.	61
4.9	Schaltplan des SMPD-Vollbrückenwechselrichters für die 25 kW-Einheit. Verglichen mit Abbildung 2.7 wurde der Transformator T ergänzt, C_{res} als variabler Kondensator ausgeführt und C_p auf einen Kondensator je Halbbrücke reduziert.	61
4.10	Passive Komponenten des 25 kW-Schwingkreises, in (a) ist der wassergekühlter Hochfrequenztransformator mit $L_{H(prim)} = 108 \mu\text{H}$, $L_{H(sek)} = 628 \mu\text{H}$, $L_\sigma = 1,83 \mu\text{H}$ und $\ddot{u}_{Trafo} = 1 : 2,4$ gezeigt und der variabler Vakuumkondensator mit $C_{res} = 500 - 1000 \text{ pF}$ in (b).	62
4.11	Adapterplatine mit dem FPGA-Development-Board zur Ansteuerung der Wechselrichter, in (a) die Oberseite mit den Drehencodern und in (b) die Unterseite mit dem FPGA-Board.	63
4.12	(a) Gemessene Spannungen und Ströme und (b) Wärmebild des SMPD-Halbbrückenwechselrichters beim Kurzschlussstest bei einer Schaltfrequenz von 2,50 MHz und einer Eingangsspannung von 800 V.	64
4.13	Vergleich der Verlustleistungen der beiden Varianten der Bondung des SMPD-Moduls über dem Resonanzstrom für jeweils zwei Module mit $8 \times 350 \mu\text{m}$ -Bondung, Modul 1 und Modul 2, und zwei Module mit $10 \times 150 \mu\text{m}$, Modul 3 und Modul 4, im Kurzschlussbetrieb bei 2,50 MHz.	65
4.14	Gemessene Spannungen und Ströme des SMPD-Vollbrückenwechselrichters an einem 50Ω Lastwiderstand bei einer Schaltfrequenz von 2,50 MHz und $U_{in} = 800 \text{ V}$. Dabei wurde mit $I_{res} = 68,9 \text{ A}$ bei $\eta_{ges} = 92,53\%$ eine Ausgangsleistung von 25,03 kW in die Last gespeist.	66
4.15	Gemessener Wirkungsgrad η_{ges} des SMPD-Wechselrichters beim Betrieb an einer 50Ω -Hochfrequenzlast als Funktion der Ausgangsleistung P_{out} bei $f_{sw} = 2,50 \text{ MHz}$	67

4.16	Gemessene Zeitverzögerungen der Strom- und Spannungsnulldurchgangserkennung für die ZVS-Überwachung. (a) zeigt die Abhängigkeit der zeitlichen Verzögerung der Spannungsnulldurchgangserkennung von der Eingangsspannung und (b) einen Vergleich der zeitlichen Verzögerung der Stromnulldurchgangserkennung von $I_{res} = 11 \text{ A}$ mit $I_{res} = 82 \text{ A}$	68
5.1	Vergleich von CREE's (links) und INFINEON's (rechts) 4pin TO-247-Gehäuse.	72
5.2	Veranschaulichung der Größenverhältnisse vom CREE 65 m Ω SiC-MOSFET im D2Pak beziehungsweise im 4pin TO-247-Gehäuse anhand eines 3D-Modells [65,66,74]. Um einen guten Kontrast zwischen den einzelnen Komponenten zu erreichen, wurden diese bunt eingefärbt.	72
5.3	Details des Leiterplattendesigns von <i>WRA</i> , in (a) die Top-Lage, in (b) die Zweite-Lage, in (c) die Dritte-Lage und in (d) die Bottom-Lage.	74
5.4	Ober-, in (a), und Unterseite, in (b), des bestückten <i>WRA</i>	75
5.5	Details des Leiterplattendesigns von <i>WRC</i> und <i>WRD</i> , in (a) die Top-Lage, in (b) die Zweite-Lage, in (c) die Dritte-Lage und in (d) die Bottom-Lage.	76
5.6	Ober-, in (a), und Unterseite, in (b), des bestückten <i>WRC</i> , wobei <i>WRD</i> abgesehen von den Transistoren identisch aufgebaut ist.	77
5.7	Beide Wechselrichter-Prototypen: <i>WRA</i> auf der linken Seite und <i>WRC</i> auf der rechten Seite.	78
5.8	Gate-Treiberversorgungen für die 2,5 kW-Einheit, (a) mit einer Versorgungsspannung von $-5/+18 \text{ V}$ und (b) mit $0/+18 \text{ V}$	78
5.9	Gemessene Gate-Treiberleistungen in Abhängigkeit von der Schaltfrequenz für die verschiedenen MOSFETs der 2,5 kW-Einheit. Gemessen für jeweils eine Vollbrücke bei $U_{DS} = 0 \text{ V}$	79
5.10	Schaltplan des Vollbrückenwechselrichters mit geteiltem Schwingkreis.	80
5.11	Induktive Bauteile des Schwingkreises der 2,5 kW-Einheit. Der $1 : \sqrt{2}$ Hochfrequenztransformator in (a) sowie die Schwingkreisdrossel in (b), mit $L_{H(\text{prim})} = 22 \mu\text{H}$, $L_{H(\text{sek})} = 44,3 \mu\text{H}$ und $L_{\sigma} = 0,98 \mu\text{H}$ sowie $L_{\text{Drossel}} = 3,8 \mu\text{H}$	80
5.12	Gemessene Spannungen und Ströme der drei Wechselrichter, (a) <i>WRA</i> , (b) <i>WRC</i> und (c) <i>WRD</i> , mit dem 50Ω -Lastwiderstand bei einer Schaltfrequenz von $2,50 \text{ MHz}$ und einer Eingangsspannung von 600 V	82
5.13	Gemessene Wirkungsgrade η_{ges} der drei Wechselrichter beim Betrieb an einer 50Ω -Hochfrequenzlast als Funktionen der Ausgangsleistung P_{out} bei $f_{sw} = 2,50 \text{ MHz}$	83
5.14	Gemessene Kurvenverläufe des Kurzschluss-tests der beiden Wechselrichter, in (a) <i>WRA</i> und in (b) <i>WRD</i> , bei $f_{sw} = 2,73 \text{ MHz}$ und $U_{in} = 600 \text{ V}$	85
5.15	Verluste des <i>WRA</i> in (a) und des <i>WRD</i> in (b) im Kurzschlussbetrieb als Funktionen des Resonanzstroms i_{res} bei einer Schaltfrequenz von $2,73 \text{ MHz}$	86

5.16	Vergleich der Verluste des Kurzschlussbetriebs bei einer Schaltfrequenz von 2,73 MHz und einem Resonanzstrom von etwa 10 A, <i>WRA</i> in lila und <i>WRD</i> in orange.	87
6.1	Veranschaulichung der Kaskadenschaltung anhand einer Serien-Parallel-Kaskadenschaltung aus vier <i>WRA</i>	89
6.2	Prinziipschaltbild für die Vervielfältigung eines Ansteuersignals	90
6.3	Ober- und Unterseite der Platine zur Vervielfältigung der Ansteuersignale, mit den Eingangsverstärkern und Sendern in (a) sowie den SMA-Eingangsbuchsen und den Treiberstufen für die Sender in (b).	90
6.4	Transformatoren für die Kaskadenschaltung, (a) zeigt einen Vergleich aller vier verwendeten Transformatoren und (b) eine Detailaufnahme von Trafo 4.	91
6.5	Gemessene Kurvenverläufe der drei Varianten der Kaskadenschaltungen aus vier <i>WRA</i> im Kurzschlussbetrieb bei $f_{sw} = 2,73$ MHz und $U_{in} = 600$ V. (a): Parallel-Kaskadenschaltung, (b): Serien-Kaskadenschaltung und (c): Serien-Parallel-Kaskadenschaltung.	93
6.6	Gemessene Kurvenverläufe der Kaskadenschaltungen aus vier <i>WRA</i> beim Betrieb an einer 50 Ω -Hochfrequenzlast bei $f_{sw} = 2,50$ MHz. Die Serien-Kaskade in (a) liefert dabei eine Ausgangsleistung von 2,48 kW, bei $U_{in} = 450$ V, und die Serien-Parallel-Kaskadenschaltung in (b) 10,34 kW, bei $U_{in} = 600$ V. . .	94
6.7	Gemessene Wirkungsgrade η_{ges} der Serien-Parallel-Kaskadenschaltung aus vier <i>WRA</i> beim Betrieb an einer 50 Ω -Hochfrequenzlast als Funktionen der Ausgangsleistung P_{out} bei $f_{sw} = 2,50$ MHz.	95
7.1	Vergleich der gemessenen Effizienz eines <i>WRA</i> , des 25 kW-SMPD-Vollbrückenwechselrichters und der Serien-Parallel-Kaskadenschaltung aus vier <i>WRA</i> mit einer extrapolierten Effizienz für die Kaskadenschaltung aus zehn <i>WRA</i>	102
8.1	Induktiver quecksilberhaltiger UV-Strahler für den Mitteldruckbetrieb. . .	105
8.2	Versuchsaufbau zum Betrieb und der Vermessung des induktiven Mitteldruckstrahlers.	106
8.3	Unsymmetrische Lampenspule inklusive des induktiven UV-Strahlers. . . .	106
8.4	Quecksilberhaltiger Mitteldruckstrahler beim Betrieb in der symmetrischen Lampenspule fotografiert durch ein Schweißerglas bei einer Eingangsleistung von $P_{in} = 3,1$ kW.	107
8.5	Gemessenes Spektrum des Mitteldruckstrahlers in der symmetrischen Lampenspule beim Arbeitspunkt mit der maximalen Eingangsleistung, bei $P_{in} = 3104$ W und $f_{sw} = 3$ MHz.	108

8.6	Gemessene Spektren des Mitteldruckstrahlers in der unsymmetrischen Lampenspule, Niederdruckspektrum in (a) bei $P_{in} = 112,5 \text{ W}$ und Arbeitspunkt der maximalen Strahlungsausbeute in (b) bei $P_{in} = 1584 \text{ W}$, beide bei $f_{sw} = 3 \text{ MHz}$	109
8.7	Verlauf der Strahlungsausbeuten des induktiven Mitteldruckstrahlers über der Eingangsleistung beim Betrieb am <i>WRD</i> . Die Strahlungsausbeute wurden für einen Vollraumstrahler berechnet.	110
8.8	Nicht verdampfte Restmenge an Quecksilber in (a) und Wärmebild in (b) während des gesättigten Betriebs des Mitteldruckstrahlers in der unsymmetrischen Lampenspule bei $P_{in} = 1584 \text{ W}$	111
10.1	Quecksilberfreier Mitteldruckstrahler in einem Reaktor für die Wasseraufbereitung.	117
10.2	Induktiver Plasmabrenner.	118
A.1	Platine FPGA Ansteuereinheit	151
A.2	Platine Gate-Signalverteiler	151
A.3	Platine 25 kW-Einheit	152
A.4	Platine Gate-Treiberversorgung 25 kW-Einheit	153
A.5	Platine D2Pak 2,5 kW-Einheit	154
A.6	Platine TO-247 2,5 kW-Einheit	155
A.7	Platine Gate-Treiberversorgung 2,5 kW-Einheit	155

Tabellenverzeichnis

2.1	Vergleich ausgewählter Materialparameter von Si, 4H-SiC und GaN [17–19].	8
3.1	Resultierende Werte der Schwingkreisauslegung für die 25 kW-Einheit. . .	34
3.2	Gegenüberstellung der typischen Datenblattangaben ausgewählter SiC-FETs für die 25 kW-Einheit. Für die Auswahl wurden die Datenblätter der Transistoren im TO-247 Gehäuse herangezogen [53–61].	36
3.3	Simulierte Strom- und Spannungswerte der 25 kW-Einheit mit den C2M0025120D FETs im SMPD-Halbrückenmodul bei $f_{sw} = 2,5$ MHz, $U_{in} = 800$ V, $R'_{load} = 9 \Omega$, $C_{res} = 8$ nF, $L_{res} = 1 \mu\text{H}$ und $C_p = 1500$ pF.	39
3.4	Resultierende Werte der Schwingkreisauslegung für die 2,5 kW-Einheit. . .	41
3.5	Vergleich der Datenblattwerte der für die 2,5 kW-Einheit in Frage kommenden SiC MOSFETs [64–67].	42
3.6	Vergleich der Halbleiterverluste von WRA bis WRC am simulierten Betriebspunkt bei $f_{sw} = 2,5$ MHz, $U_{in} = 600$ V, $R'_{load} = 40 \Omega$, $C_{res} = 1,4$ nF, $L_{res} = 5,7 \mu\text{H}$ und $C_p = 300$ pF.	46
3.7	Vergleich der wichtigsten Simulationsergebnisse der drei Varianten der Kaskadenschaltung bei $f_{sw} = 2,5$ MHz, $U_{in} = 600$ V, $C_{res} = 1,5$ nF, $L_{res} = 5,0 \mu\text{H}$, $C_p = 300$ pF und $\ddot{u}_{Trafo} = 0,8$ mit $\kappa = 0,98$	52
4.1	Berechnete Stromdichten in den Bonddrähten der beiden Varianten des SMPD-Halbrückenmoduls für $I_{out} = 120$ A.	54
4.2	Gemessene Anschlussinduktivitäten der beiden Varianten des SMPD-Moduls.	54
4.3	Vergleich der theoretischen und der gemessenen Schwingungsfrequenz auf den Drain-Source-Spannungen.	66
5.1	Vergleich der resultierenden Kommutierungsinduktivität jedes Brückenweiges sowie der Gate-Induktivitäten.	71
5.2	Berechnete Chip- und Kühlkörpertemperaturen [65–67, 75–78].	77
5.3	Vergleich der theoretischen und der gemessenen Schwingungsfrequenzen der Drain-Source-Spannungen [65–67].	83
5.4	Vergleich der Transistorverluste der 2,5 kW-Wechselrichter im Kurzschlussbetrieb bei einer Schaltfrequenz von 2,73 MHz und einem Resonanzstrom von etwa 10 A; die Werte sind jeweils für einen FET gegeben.	88
6.1	Vergleich der Parameter der vier Transformatoren für die Kaskadenschaltung.	92

Nomenklatur

6.2	Vergleich der Kaskadenschaltungen im Kurzschlussbetrieb sowie beim Betrieb mit der $50\ \Omega$ -Last. Schaltbilder siehe Abbildung 3.13, 3.14 (a) bzw. (b) [65].	97
7.1	Vergleich von Größe und Gewicht der 25 kW-Einheit mit einer Kaskadenschaltung aus zehn <i>WRA</i> .	99
7.2	Vergleich der Materialkosten der 25 kW-Einheit mit einer Kaskadenschaltung aus zehn <i>WRA</i> .	100
8.1	Parameter des induktiven Mitteldruckstrahlers.	105
8.2	Parameter der Lampenspule	107

Nomenklatur

Materialien

Al_2O_3	Aluminiumoxid-Keramik
Al	Aluminium
Ar	Argon
DC	Gleichstrom / -spannung - engl. direct current
GaN	Galliumnitrid
Hg	Quecksilber
Si	Silizium
SiC	Siliziumkarbid

Abkürzungen

<i>WRA</i>	Wechselrichter mit den Cree C3M0065090J Transistoren im D2Pak
<i>WRB</i>	Wechselrichter mit den Cree C3M0065090D Transistoren im 3pin TO-247
<i>WRC</i>	Wechselrichter mit den Cree C3M0065100K Transistoren im 4pin TO-247
<i>WRD</i>	Wechselrichter mit den Infineon IMZ120R045M1 Transistoren im 4pin TO-247
BHFFOM	Hochfrequenz-Gütezahl nach Baliga - engl. Baliga high frequency figure of merit
BNC	Koaxialstecker BNC-Steckverbinder - Bayonet Neill Concelman
D	Drain Anschluss
D2Pak	D2Pak (TO-263-7)-Gehäuse
DCB	Beidseitig mit Kupfer beschichtete Keramik - engl. Direct Bonded Copper
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit

Nomenklatur

EPROM	Speicher-IC - engl. Erasable programmable read-only memory
ESB	Ersatzschaltbild
FET	Feldeffekttransistor - engl. field-effect transistor
FFT	schneller Fourier-Transformation - engl. fast Fourier transformation
FOM	BauteilgütezahI - engl. figure of merit
FOMss	BauteilgütezahI für resonante Anwendungen - engl. soft switching frequency figure of merit
FPGA	Frei programmierbarer IC - engl. Field Programmable Gate Array
G	Gate Anschluss
HF	Hochfrequenz - hier: Frequenzen > 1 MHz
HS	Oberer FET einer Brückenschaltung - engl. high-side
ILCOS	Lampenbezeichnungssystem
JFET	Sperrschicht-Feldeffekttransistor - engl. junction-FET
JFET	Sperrschicht-Feldeffekttransistor - engl. junction-FET
kHz	Kilohertz
LS	Unterer FET einer Brückenschaltung - engl. low-side
MHz	Megahertz
MMPSiC	Modulare Mittelfrequenz-Prozessstromversorgung mit Siliziumkarbid-Leistungshalbleiterschaltern
MOSFET	Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor - engl. metal-oxide-semiconductor field-effect transistor
NHFFOM	Neue Hochfrequenz-GütezahI - engl. new high frequency figure of merit
RMS	Effektivwert - engl. root mean square
S	Source Anschluss
S _G	Treiber-Source Anschluss
SMA	Koaxialstecker SMA-Steckverbinder - engl. Sub-Miniature-A
SMD	Oberflächenmontiertes Bauelement - engl. surface mounted device

SMPD	Oberflächenmontiertes Leistungsbaulement - engl. surface mounted power device
TO-247	TO-247-Gehäuse
UV	Ultraviolettstrahlung
ZCS	Nullstromsschalten - engl. zero current switching
ZVS	Nullspannungsschalten - engl. zero voltage switching

Mathematische Symbole

\dot{u}_{Trafo}	Transformatorübersetzungsverhältnis
$\Delta t_{\text{G(off)}}$	Zeit, welche benötigt wird um C_{GS} von $U_{\text{GS(on)}}$ bis auf die $U_{\text{GS(th)}}$ zu entladen
Δt_{Gate}	Zeitverzögerung der Gate-Signale
Δt_{i}	Zeitverzögerung der Stromnulldurchgangserkennung
Δt_{u}	Zeitverzögerung der Spannungsnulldurchgangserkennung
δ	Skin-Tiefe
$\Delta R_{\text{DS(on)}}(T)$	Temperaturkoeffizient des Durchlasswiderstands
κ	Koppelfaktor
κ_{th}	Thermische Leitfähigkeit
μ_{e}	Elektronenmobilität
μ_{p}	Löchermobilität
μ_{r}	Relative Permeabilität
v_{sat}	Sättigungsdriftgeschwindigkeit
ρ	Spezifische Leitfähigkeit
φ	Phasenwinkel
A_{L}	Induktivitätskonstante
C_{coupl}	Koppelkapazität
C_{DS}	Drain-Source-Kapazität
C_{GD}	Gate-Drain-Kapazität

Nomenklatur

C_{GS}	Gate-Source-Kapazität
C_{iss}	Eingangskapazität
C_{oss}	Ausgangskapazität
C_{prob}	Tastkopfkapazität
C_p	Entlastungskapazität - engl. snubber capacitor
C_{res}	Resonanzkapazität
C_{rss}	Rückwärtsübertragungskapazität
d	Spulendurchmesser
d_{Rohr}	Durchmesser des Kupferrohres
E_G	Bandlücke
E_{krit}	Kritische Feldstärke
$E_{on/off}$	Schaltverlustenergie
f_{res}	Resonanzfrequenz
f_{sw}	Schaltfrequenz
g_{fs}	Transkonduktanz
$i_D(t)$	Drain-Strom
i_G	Gate-Strom
i_{res}	Resonanzstrom
i_{Sn}	Strom durch die externe Entlastungskapazität
$J(f)$	Stromdichten
L	Induktivität der Lampenspule
l	Länge der Lampenspule
$L_{Drossel}$	Induktivität der Schwingkreisdrossel
L_σ	Streuinduktivität des Transformators
$L_{Gehäuse}$	Gehäuseinduktivität
L_G	Gate-Induktivität

$L_{H(\text{prim})}$	Primärseitige Hauptinduktivität des Transformators
$L_{H(\text{sek})}$	Sekundärseitige Hauptinduktivität des Transformators
L_{komm}	Kommutierungsinduktivität
L_{res}	Resonanzinduktivität
n	Windungszahl
P_{Gate}	Gate-Treiberleistung
P_{load}	Ausgangsleistung
$P_{\text{loss}_{\text{con}}}$	Durchlassverluste - engl. conduction losses
$P_{\text{loss}_{\text{sw}}}$	Schaltverluste - engl. switching losses
$p_{\text{loss}}(t)$	Transistormomentanverlustleistung
Q_{G}	Gate-Ladung
Q_{L}	Schwingkreisgüte
R	Wechselrichterwiderstand
R_{load}	Lastwiderstand
R_{load}	Lastwiderstand
$R_{\text{DS(on)}}$	Durchlasswiderstand
R_{G}	Gate-Vorwiderstand
t_{fall}	Abfallzeit des Drain-Stromes - eng. fall time
T_{J}	Chiptemperatur - engl. junction temperature
T_{KK}	Kühlkörpertemperatur
t_{komm}	Kommutierungszeit
$u_{\text{DS}}(t)$	Drain-Source-Spannung
$U_{\text{GS(off)}}$	Gate-Source-Spannung im ausgeschalteten Zustand
$U_{\text{GS(on)}}$	Gate-Source-Spannung im eingeschalteten Zustand
$U_{\text{GS(th)}}$	Gate-Schwellenspannung
u_{GS}	Gate-Source-Spannung

Nomenklatur

U_{in}	DC Eingangsspannung
u_{out}	Ausgangsspannung
u_{Plateau}	Spannung des Miller-Plateaus
Z_{res}	Schwingkreisimpedanz
η	Wirkungsgrad

Literaturverzeichnis

- [1] O. A. Popov, “Efficient Light Source Based on a Inductive Ferrite-Free Discharge at Frequencies of 300-3000 kHz”, *Technical Physics*, vol. 52, no. 6, pp. 751–758, June 2007.
- [2] E. Höhne, *Induktionshärten*, Number 1. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1955.
- [3] T. Duffar and L. Sylla, *Crystal Growth Processes Based on Capillarity: Czochralski, Floating Zone, Shaping and Crucible Techniques*, pp. 355 – 411, 04 2010.
- [4] S. Hinchliffe and L. Hobson, “Invited paper. review of solid state power devices and circuits for hf electric process heating applications part i: devices”, *International Journal of Electronics - INT J ELECTRON*, vol. 61, pp. 143–167, 1986.
- [5] I. D. de Vries, *High Power and High Frequency Class-DE Inverters*, PhD thesis, Department of Electrical Engineering, University of Cape Town, August 1999.
- [6] H. L. Krauss, C. W. Bostian, and F. H. Raab, *Solid State Radio Engineering*, vol. 560, John Wiley & Sons, 1980.
- [7] S. Hinchliffe and L. Hobson, “Invited paper. review of solid state power devices and circuits for hf electric process heating applications part ii: circuits”, *International Journal of Electronics - INT J ELECTRON*, vol. 61, pp. 261–279, 1986.
- [8] D. C. Hamill, “Impedance plane analysis of class de amplifier”, *Electronics Letters*, vol. 30, no. 23, pp. 1905–1906, Nov 1994.
- [9] S.-A. El-Hamamsy, “Design of high-efficiency rf class-d power amplifier”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 3, pp. 297–308, May 1994.
- [10] H. Koizumi, T. Suetsugu, M. Fujii, K. Shinoda, S. Mori, and K. Ikeda, “Class de high-efficiency tuned power amplifier”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 43, no. 1, pp. 51–60, Jan 1996.
- [11] M. A. Lieberman and A. J. Lichtenberg, *Principles of Plasma Discharges and Materials Processing*, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, second edition, 2005, ISBN 0-471-72001-1.
- [12] K. Haehre, *Effiziente MHz-Wechselrichter mit unipolaren SiC-Transistoren für Hochleistungs-Induktionslampen*, PhD thesis, Lichttechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2016.

- [13] Bundesnetzagentur, “Frequenzplan gemäß §54 TKG über die Aufteilung des Frequenzbereichs von 9 kHz bis 275 GHz auf die Frequenznutzungen sowie über die Festlegungen für diese Frequenznutzungen”, Januar 2014.
- [14] P. Chabert and N.Dierk Braithwaite, *Physics of Radio-Frequency Plasmas*, Cambridge University Press, 2011.
- [15] H. Fujita, H. Akagi, and S. Shinohara, “A 2-MHz 6-kVA voltage-source inverter using low-profile MOSFET modules for low-temperature plasma generators”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 14, no. 6, pp. 1014–1020, Nov 1999.
- [16] S. Shinohara, T. Suzuki, K. Tanino, H. Kobayashi, and Y. Hasegawa, “A novel low-profile power module aimed at high-frequency applications”, in *Power Semiconductor Devices and ICs, 1996. ISPSD '96 Proceedings., 8th International Symposium on*, May 1996, pp. 321–324.
- [17] B. J. Baliga, *Fundamentals of Power Semiconductor Devices*, Springer US, Boston, MA, 2008.
- [18] D. Schröder, *Leistungselektronische Bauelemente*, Springer, 2 edition, 2006.
- [19] J. L. Hudgins, G. S. Simin, E. Santi, and M. A. Khan, “An Assessment of Wide Bandgap Semiconductor for Power Devices”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 3, pp. 907–913, May 2003.
- [20] J. Biela, M. Schweizer, S. Waffler, B. Wrzecionko, and J. W. Kolar, “SiC vs. Si - Evaluation of Potentials for Performance Improvement of Power Electronics Converter Systems by SiC Power Semiconductors”, in *Proceedings of the 13th ICSCRM Nürnberg, Germany*, 2009.
- [21] J. Biela, M. Schweizer, S. Waffler, and J. W. Kolar, “Sic versus si - evaluation of potentials for performance improvement of inverter and dc-dc converter systems by sic power semiconductors”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 7, pp. 2872–2882, July 2011.
- [22] P. Zuk, “Hv-si-mosfets im vergleich zur sic- und gan-technologie”, *ELEKTRONIKPRA-XIS*, 2013.
- [23] J. A. Cooper, M. R. Melloch, A. Agarwal, and J. W. Palmour, “Status and prospects for SiC power MOSFETs”, *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 4, pp. 658–664, Apr 2002.
- [24] J. Rabkowski, D. Pefitsis, and H-P Nee, “Silicon Carbide Power Transistors: A New Era in Power Electronics Is Initiated”, *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, vol. 6, no. 2, pp. 17–26, June 2012.

- [25] B. J. Baliga, *Silicon Carbide Power Devices*, World Scientific, 2005.
- [26] T. Nakamura, Y. Nakano, M. Aketa, R. Nakamura, S. Mitani, H. Sakairi, and Y. Yokotsuji, "High performance sic trench devices with ultra-low ron", in *2011 International Electron Devices Meeting*, Dec 2011, pp. 26.5.1–26.5.3.
- [27] R. Nakamura, Y. Nakano, M. Aketa, K. Noriaki, and K. Ino, "1200V 4H-SiC Trench Devices", in *PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of*, May 2014, pp. 1–7.
- [28] D. Peters, R. Siemieniec, T. Aichinger, T. Basler, R. Esteve, W. Bergner, and D. Kueck, "Performance and ruggedness of 1200v sic-trench-mosfet", in *2017 29th International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's (ISPSD)*, May 2017, pp. 239–242.
- [29] B. Callanan, *CPRWR-AN08 - Application Considerations for Silicon Carbide MOSFETs*, Cree Inc., January 2011, Application Note.
- [30] R. Singh, "Reliability and performance limitations in SiC power devices", *Microelectronics Reliability*, vol. 46, no. 5-6, pp. 713–730, 2006.
- [31] K. Matocha, "Challenges in SiC power MOSFET design", *Solid-State Electronics*, vol. 52, no. 10, pp. 1631–1635, 2008, Papers Selected from the International Semiconductor Device Research Symposium 2007-ISDRS 2007.
- [32] T. Nguyen, A. Ahmed, T. Tran, and J. Park, "Gate Oxide Reliability Issues of SiC MOSFETs under Short Circuit Operation", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2014.
- [33] Z. Ni, Y. Li, X. Lyu, O. P. Yadav, and D. Cao, "Miller plateau as an indicator of sic mosfet gate oxide degradation", in *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, March 2018, pp. 1280–1287.
- [34] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*, Elsevier, second edition, 2007.
- [35] V. Barkhordarian and E. Segundo, "Power MOSFET Basics", *Components*.
- [36] J. Dodge, "Power mosfet tutorial", p. 12, 2006.
- [37] R. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Academic Publishers, 2nd edition, 2001.
- [38] B. Agrawal, M. Preindl, B. Bilgin, and A. Emadi, "Estimating switching losses for sic mosfets with non-flat miller plateau region", in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, March 2017, pp. 2664–2670.

- [39] I.-J. Kim, S. Matsumoto, T. Sakai, and T. Yachi, “New Power Device Figure of Merit for High-Frequency Applications”, in *Proceedings of 1995 International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs, Yokohama, 1995*, vol. 8.32, pp. pp. 309 – 314.
- [40] B. J. Baliga, “Power Semiconductor Device Figure of Merit for High-Frequency Applications”, *IEEE Electron Device Letters*, vol. Vol. 10, no. No. 10, pp. pp. 455 – 457, October 1989.
- [41] D. Reusch and J. Strydom, “Evaluation of gallium nitride transistors in high frequency resonant and soft-switching dc-dc converters”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 30, no. 9, pp. 5151–5158, Sept 2015.
- [42] F. Denk, *Entwicklung eines Hochfrequenten 3LNPC Resonanzwechselrichters*, Mastertesis, Karlsruher Institut für Technologie KIT, 2014.
- [43] M. Kazimierczuk and D. Czarkowski, *Resonant Power Converters*, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, USA, 2nd edition, 2011.
- [44] F. Denk, Christoph Simon, Michael Heidinger, Rainer Kling, and Wolfgang Heering, “Compact highly efficient 3-kW MHz inverter based on SMT SiC MOSFETs”, in *Power Conversion and Intelligent Motion Conference (PCIM Europe 2017)*, 2017, number May, pp. 16–18.
- [45] F. Denk, K. Haehre, W. Heering, and R. Kling, “Minibloc SiC-MOSFET in a Resonant Half-Bridge Inverter Operating in the MHz-Range”, in *Power Conversion and Intelligent Motion Conference (PCIM Europe 2015)*, 2015.
- [46] F. Denk, K. Haehre, R. Kling, and W. Heering, “Investigations of SMPD SiC-MOSFET phase-leg modules for MHz inverters Keywords”, in *18th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE-PEMC 2016 ECCE Europe*, 2016.
- [47] F. Denk, K. Haehre, and R. Kling, “Entwicklung von hocheffizienten Hochfrequenzwechselrichtern mit SiC-Power-Modulen”, in *Licht2016*, 2016.
- [48] M. Kazimierczuk, *High-Frequency Magnetic Components*, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, 1st edition, 2009.
- [49] BASF SE, Carbonyl Iron Powder & Metal Systems, G-CA/MM, Ludwigshafen, Germany, *Carbonyl Iron Powder for Inductive Electronic Components*.
- [50] J. Cox, *Iron powder core selection for RF power applications*, Micrometals, Inc., Anaheim, CA, USA.
- [51] F. E. Terman, *Radio Engineer’s Handbook*, McGraw-Hill handbooks. McGraw-Hill Book Company, Incorporated, 1943.

- [52] H. Li, S. Munk-Nielsen, X. Wang, R. Maheshwari, S. Beczkowski, C. Uhrenfeldt, and W. Franke, "Influences of device and circuit mismatches on paralleling silicon carbide mosfets", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 621–634, Jan 2016.
- [53] Cree Inc., "Datasheet: C2M0025120D", 2013.
- [54] Cree Inc., "Datasheet: C2M0040120D", 2013.
- [55] Cree Inc., "Datasheet: C2M0080120D", 2013.
- [56] Microsemi, "Datasheet: APT50SM120", , no. Rev. B, 2014.
- [57] Microsemi, "Datasheet: APT40SM120", , no. Rev. B, 2014.
- [58] ROHM Co., "Datasheet: SCT2080KE", , no. Rev. 003, 2018.
- [59] United Silicon Carbide, Inc., "Datasheet: UJN1205K", , no. Rev. B, 2016.
- [60] United Silicon Carbide, Inc., "Datasheet: UJN1208K", , no. Rev. B, 2016.
- [61] Infineon Technologies AG, "Datasheet: IJW120R070T1", , no. V2.0, pp. 21, 2013.
- [62] C. Simon, F. Denk, M. Heidinger, R. Kling, and W. Heering, "EMI considerations on MHz inverters", in *Power Conversion and Intelligent Motion Conference (PCIM Europe 2017)*, 2017, number May, pp. 16–18.
- [63] C. Simon, S. Eizaguirre, F. Denk, M. Heidinger, R. Kling, and W. Heering, "SiC 2 . 5 MHz switching mode resonant halfbridge inverter", in *Power Conversion and Intelligent Motion Conference (PCIM Europe 2018)*, 2018, number June, pp. 5–7.
- [64] Cree Inc., "Datasheet: C3M0065090D Silicon Carbide Power MOSFET", , no. 1, pp. 10, 2017.
- [65] Cree Inc., "Datasheet: C3M0065090J Silicon Carbide Power MOSFET", , no. 1, pp. 10, 2017.
- [66] Cree Inc., "Datasheet: C3M0065100K Silicon Carbide Power MOSFET", , no. 1, pp. 10, 2017.
- [67] Infineon Technologies AG, "Datasheet: IMZ120R045M1 CoolSiC 1200V SiC Trench MOSFET", , no. V2.2, pp. 18, 2018.
- [68] U. R. Nair, S. Munk-Nielsen, and A. B. Jørgensen, "Performance analysis of commercial MOSFET packages in Class e converter operating at 2.56 MHz", in *19th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2017 ECCE Europe*, 2017.

- [69] F. Denk, K. Haehre, C. Simon, S. Eizaguirre, M. Heidinger, R. Kling, and W. Heering, “25 kw high power resonant inverter operating at 2.5 mhz based on sic smd phase-leg modules”, in *PCIM Europe 2018; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2018, pp. 1–7.
- [70] F. Denk, K. Rainer, and Lichttechnisches Institut Karlsruher Institut fuer Technologie, “MMPSiC : Schlussbericht”, 2017.
- [71] H. Li and S. Munk-Nielsen, “Detail study of sic mosfet switching characteristics”, in *2014 IEEE 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, June 2014, pp. 1–5.
- [72] F. Denk, K. Haehre, C. Simon, S. Eizaguirre, M. Heidinger, R. Kling, and W. Heering, “RDS(on) vs. inductance: Comparison of SiC MOSFETs in 7pin D2Pak and 4pin TO-247 and their benefits for high power MHz inverters”, *IET Power Electronics*, vol. 8, 2019.
- [73] A. Anthon, J. C. Hernandez, Z. Zhang, and M. Andersen, “Switching investigations on a sic mosfet in a to-247 package”, Tech. Rep. Denmark, 2000.
- [74] Cree Inc., “Datasheet: CPM3-0900-0065B Silicon Carbide Power MOSFET”, , no. 1, pp. 10, 2015.
- [75] IXYS Corporation, “Datasheet: IXDN614”, 2012.
- [76] Ohmite Mfg. Co., “Datasheet: D Series; Heatsink For TO-252, TO-263 and TO-268 devices”, 2018.
- [77] Fischer Elektronik GmbH, “Datasheet: LAM4K”.
- [78] Fischer Elektronik GmbH, “Datasheet: FK 244 13 D2 PAK”.
- [79] T. Basler, D. Heer, D. Peters, T. Aichinger, and R. Schoerner, “Practical Aspects and Body Diode Robustness of a 1200 V SiC Trench MOSFET”, in *Power Conversion and Intelligent Motion Conference (PCIM Europe 2018)*, Nürnberg, Germany, 2018, number June, pp. 5–7.
- [80] O. Popov and J. Maya, “Characteristics of electrodeless ferrite-free fluorescent lamp operated at frequencies of 1-15 mhz”, *Plasma Sources Science and Technology*, vol. 9, pp. 227, 05 2000.
- [81] British Standard / International Electrotechnical Commission, “International lamp coding system (ilcos)”, 07 1993.

- [82] Heraeus Noblelight GmbH, Heraeusstr. 12-14, D-63450 Hanau, *Ultraviolette Lampen für die Desinfektion und Oxidation*, September 2008, Broschüre.
- [83] M. Lambrecht, *Untersuchungen an Quecksilberhochdrucklampen zur effizienten Erzeugung ultravioletter Strahlung*, PhD thesis, Universität Karlsruhe, 1998.
- [84] N. Tesla, "System of Electric Lighting", June 1891, US Patent US 454 622.
- [85] J. J. Sir Thomson, "LIV. On the discharge of electricity through exhausted tubes without electrodes", *Philosophical Magazine Series 5*, vol. 32, no. 198, pp. 445–464, 1891.
- [86] P. C. Hewitt, "Method of Producing Electric Light", Feb. 1907, US Patent US 843 534.
- [87] C. G. Smith, "Electric light", Apr. 1925, US 1 534 251.
- [88] J. Bethenod and A. Claude, "Electromagnetic Apparatus", Feb. 1936, US Patent US 2 030 957 A.
- [89] J. M. Anderson, "Electrodeless Gaseous Electric Discharge Device Utilizing Ferrite Cores", 03 1970, US Patent US 3 500 118.
- [90] J. M. Anderson, "High Frequency Electrodeless Fluorescent Lamp Assembly", July 1970, US Patent US 3 521 120.
- [91] J. M. Anderson, "Electrodeless Fluorescent Lamp having a radio frequency gas discharge excited by a closed loop magnetic core", Apr. 1977, US 4 017 764.
- [92] H. H. Glascock and J. M. Anderson, "Electrodeless Fluorescent Lamp", January 1977, US Patent US 4 005 330.
- [93] P. Postma, "Electrodeless gas discharge lamp", April 1986, European Patent EP 0 074 690.
- [94] M. R. Kling, "Elektrodenlose Lampe mit Wärmebrücke zwischen Transformatorkern und Amalgam", 12 2005, Dt. Patent DE 698 27 580 T2.
- [95] J. M. Anderson, "An electrodeless high intensity discharge lamp", October 1993, EP Patent 0 566 310 A1.
- [96] A. Hochi, S. Horii, M. Takeda, and T. Matsuoka, "Electrodeless hid lamp and electrodeless hid lamp system using the same", March 1997, European Patent EP 0 762 476 A1.
- [97] A. Körber and J. van Vliet, "Electrodeless high-pressure discharge lamp", Sep. 1996, European Patent EP 0 612 099 B1.

Danksagung

Nun ist es an der Zeit, allen zu danken, welche mich beim Erstellen dieser Arbeit unterstützt haben.

- Als erstes möchte ich mich an dieser Stelle bei Prof. Dr. Wolfgang Heering für die Betreuung während meiner Arbeit bedanken.
- Mein besonderer Dank Prof. Dr. Michael Braun gilt für die kurzfristige Übernahme des Hauptreferats.
- Des weiteren möchte ich Prof. Dr. Uli Lemmer für die Übernahme des Korreferats danken.
- Dr. Rainer Kling möchte ich für die Möglichkeit in seiner Arbeitsgruppe Licht-, EVG- und Plasmatechnologien zu forschen danken.
- Karsten Hähre danke ich für seine großzügige Unterstützung während meiner Anfangszeit.
- Bei Anne, Hanne, Peter und Tim möchte ich mich für die vielen hilfreichen Kommentare bei der Korrektur meiner Thesis bedanken.
- Bei meinen Kollegen möchte ich mich für die immer konstruktive Zusammenarbeit, die lebhaften Diskussionen und die äußerst angenehmen Kaffeepausen danken.
- Auch möchte ich mich bei Claudia und Astrid für ihre freundliche Unterstützung bei allem Bürokratischen bedanken.
- Adrian, Anne, Carsten, Manu, Qihao, Robert, Santiago und Tim möchte ich für die unterhaltsamen Mittagspausen danken
- Meinen Bürokollegen (Qihao, Tim und Santiago) möchte ich für die aggressive Grundstimmung und die epischen Schlachten danken. Es war mir ein Vergnügen.
- Ich bedanke mich auch bei allen von mir betreuten Studenten, die mir ihr Vertrauen während der Anfertigung ihrer Abschlussarbeiten entgegengebracht haben und mich bei meiner Forschung unterstützt haben.
- Schlussendlich möchte ich mich noch bei meiner Familie und meinen Freunden außerhalb des LTI für ihre Unterstützung bedanken.

Veröffentlichungen des Autors

Artikel in Fachzeitschriften

F. DENK, K. HAEHRE, S. EIZAGUIRRE, C. SIMON, M. HEIDINGER, R. KLING, W. HEERING, „RDS(on) vs. inductance: Comparison of SiC MOSFETs in 7pin D2Pak and 4pin TO-247 and their benefits for high power MHz inverters“, *IET Power Electronics*, volume 12, issue 6, p. 1349 – 1356, 2019

T. GEHRING, F. DENK, Q. JIN, S. EIZAGUIRRE, R. KLING, „Inductive Medium Pressure UV-Source“, *MDIP Plasma*, accepted, 2019

T. GEHRING, Q. JIN, F. DENK, S. EIZAGUIRRE, D. KARCHER, R. KLING, „Reducing the Transition Hysteresis of Inductive Plasmas by a Microwave Ignition Aid“, *MDIP Plasma*, accepted, 2019

M. HEIDINGER, Q. XIA, C. SIMON, F. DENK, S. EIZAGUIRRE, R. KLING, W. HEERING, „Current Mode Control of a Series LC Converter Supporting Constant Current, Constant Voltage (CCCV)“, *MDIP Energies*, volume 12, issue 14, 2019

D. LANDERER, D. BAHRO, H. RÖHM, M. KOPPITZ, A. MERTENS, F. MANGER, F. DENK, M. HEIDINGER, T. WINDMANN, A. COLSMANN, „Solar Glasses: A Case Study on Semitransparent Organic Solar Cells for Self-Powered, Smart, Wearable Devices“, *Energy technology.*, volume 5, p. 1936-1945, 2017

Konferenzbeiträge

F. DENK, K. HAEHRE, C. SIMON, S. EIZAGUIRRE, M. HEIDINGER, R. KLING, W. HEERING, „25 kW High Power Resonant Inverter Operating at 2.5 MHz based on SiC SMD phase-leg modules“, in *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, PCIM Europe 2018*, Nuremberg, Germany (2018). Nominiert **Best Paper Award**, Gewinner **Young Engineer Award**.
F. DENK, C. SIMON, M. HEIDINGER, R. KLING, W. HEERING, „Compact Highly Efficient 3 kW MHz Inverter Based on SMT SiC MOSFETs“, in *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, PCIM Europe 2017*, Nuremberg, Germany (2017).

- F. DENK**, K. HAEHRE, R. KLING, W. HEERING, „Entwicklung von hocheffizienten Hochfrequenz-Wechselrichtern mit SiC-Power-Modulen“, in *Licht 2016*, Karlsruhe, Germany (2016).
- F. DENK**, K. HAEHRE, R. KLING, W. HEERING, „Investigations of SMPD SiC-MOSFET phase-leg modules for MHz inverters“, in *18th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2016 ECCE Europe*, Karlsruhe, Germany (2016).
- F. DENK**, K. HAEHRE, J. KÖRNER, R. KLING, W. HEERING, „Adjustable 20 kW full-SiC electronic load with energy recovery for medium-frequency inverter“, in *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, PCIM Europe 2016*, Nuremberg, Germany (2016).
- F. DENK**, K. HAEHRE, R. KLING, W. HEERING, „Minibloc SiC-MOSFET in a resonant Half-Bridge Inverter operating in the MHz-Range“, in *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, PCIM Europe 2015*, Nuremberg, Germany (2015).
- S. EIZAGUIRRE, **F. DENK**, C. SIMON, M. HEIDINGER, R. KLING, W. HEERING, „Optimization of a 1 kW Resonant Converter Operating at 2.5 MHz Driving an Inductively Coupled Plasma Lamp“ in *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, PCIM Europe 2019*, Nuremberg, Germany (2019).
- C. SIMON, S. EIZAGUIRRE, **F. DENK**, M. HEIDINGER, R. KLING, W. HEERING, „Control of a SiC 2.5 MHz Resonant Full-Bridge Inverter for Inductively Driven Plasma“, in *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, PCIM Europe 2019*, Nuremberg, Germany (2019).
- C. SIMON, S. EIZAGUIRRE, **F. DENK**, M. HEIDINGER, R. KLING, W. HEERING, „SiC 2.5 MHz Switching Mode Resonant Halfbridge Inverter“, in *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, PCIM Europe 2018*, Nuremberg, Germany (2018).
- M. HEIDINGER, C. SIMON, **F. DENK**, R. KLING, W. HEERING, „Reducing astable relay power consumption by the use of a constant-current buck converter“, in *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, PCIM Europe 2018*, Nuremberg, Germany (2018).
- C. SIMON, S. EIZAGUIRRE, **F. DENK**, M. HEIDINGER, R. KLING, W. HEERING, „SiC 2.5 MHz Switching Mode Resonant Halfbridge Inverter“, in *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, PCIM Europe 2018*, Nuremberg, Germany (2018).
- M. HEIDINGER, C. SIMON, **F. DENK**, R. KLING, W. HEERING, „Integrated PFC and series resonant frequency converter analysis and control“, in *19th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2016 ECCE Europe*, Warsaw, Poland (2017).

M. HEIDINGER, C. SIMON, **F. DENK**, R. KLING, W. HEERING, „Constant Current Paralleling Controller for Mid-Power LED“, in *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, PCIM Europe 2017*, Nuremberg, Germany (2017).

K. HAEHRE, **F. DENK**, R. KLING, W. HEERING, „Normally-On SiC-JFET Cascode under ZVS Conditions“, in *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, PCIM Europe 2015*, Nuremberg, Germany (2015).

K. HAEHRE, M. MEISSER, **F. DENK**, R. KLING, W. HEERING, „Switching Speed-Control of an Optimized Capacitor-Clamped Normally-On Silicon Carbide JFET Cascode“, *15th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2012 ECCE Europe*, Novi Sad, Serbia (2012).

K. HAEHRE, M. MEISSER, **F. DENK**, R. KLING, „Characterization and Comparison of Commercially Available Silicon Carbide (SiC) Power Switches“, *6th International Conference on Power Electronics, Motion and Drives (PEMD2012)*, Bristol, UK (2012).

Berichte

F. DENK, R. KLING, KARLSRUHER INSTITUT FÜR TECHNOLOGIE, LICHTTECHNISCHES INSTITUT, „MMPSiC : Schlussbericht“, in *Technische Informationsbibliothek (TIB)*, Hannover, Germany (2017).

Betreute Abschlussarbeiten

Lars Leister, „Schaltverhalten aktueller Siliziumkarbid-Leistungshalbleiter“,
Bachelorarbeit, 2017

Maurizio Andreas Zajadatz, „Entwicklung eines resonanten MHz-Wechselrichters“,
Bachelorarbeit, 2017

Penyo Topalov, „Entwicklung eines kompakten resonanten DC-DC-Stellers“,
Masterarbeit, 2017

Valentin Palkovic, „Regelung einer rückspeisefähigen elektronischen
Hochfrequenzlast“, Bachelorarbeit, 2017

Marcel Vogel, „Entwicklung einer präzisen Gatetreiberversorgung für
Hochleistungs-SiC-Transistoren“, Bachelorarbeit, 2016

Julian Körner, „Entwicklung rückspeisefähigen elektronischen Hochfrequenzlast“,
Bachelorarbeit, 2015

A Anhang

A.1 Platinen FPGA Ansteuereinheit

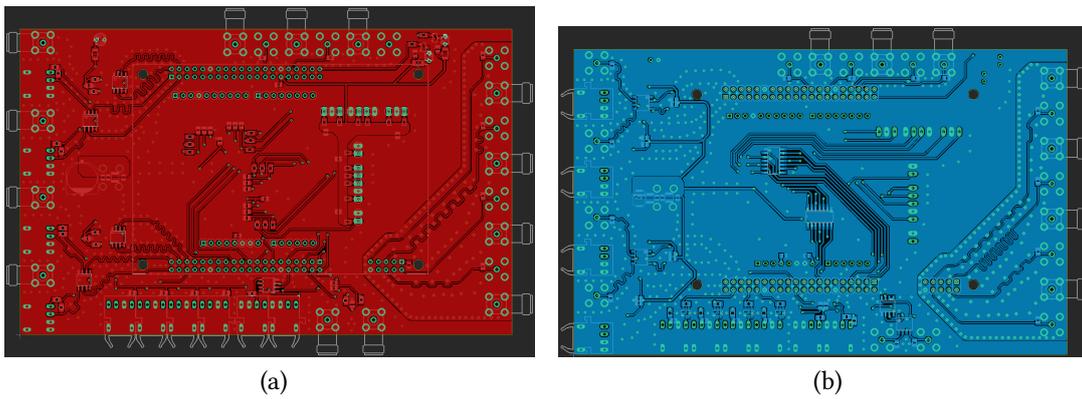


Abbildung A.1: Platine FPGA Ansteuereinheit

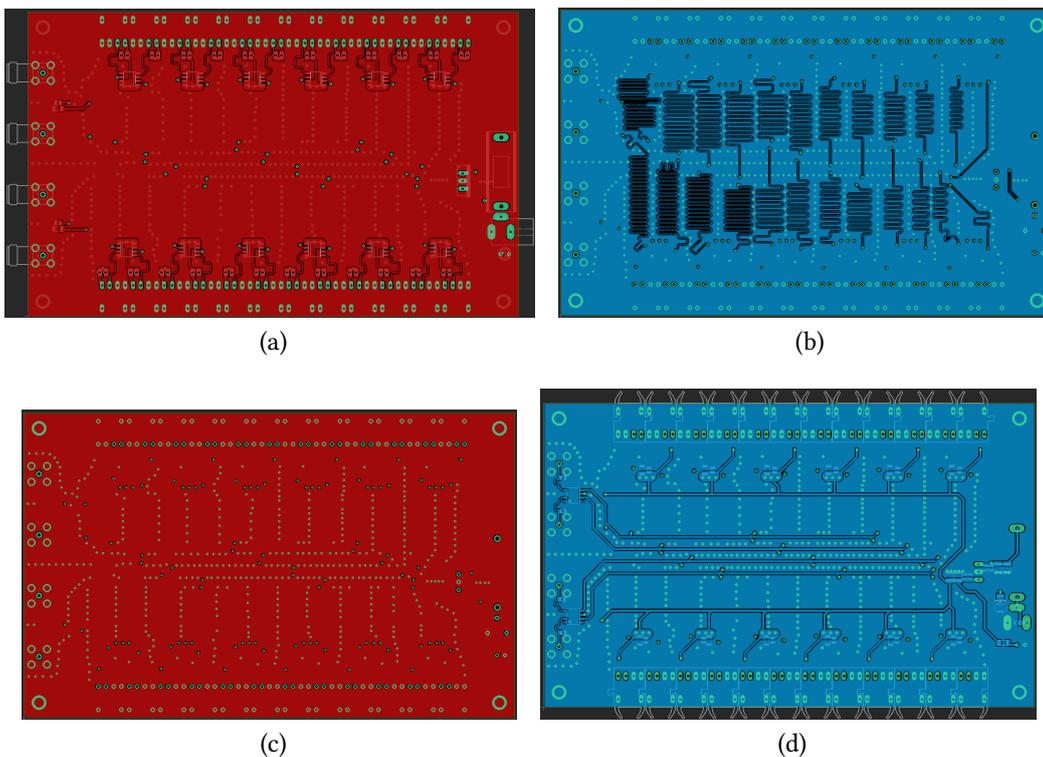
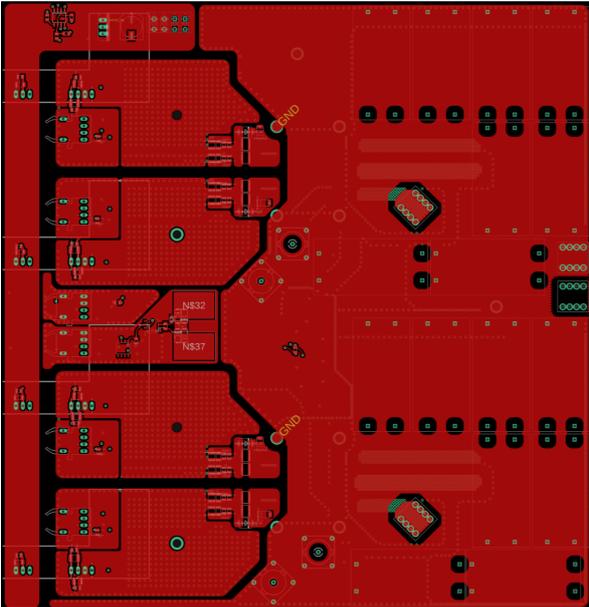
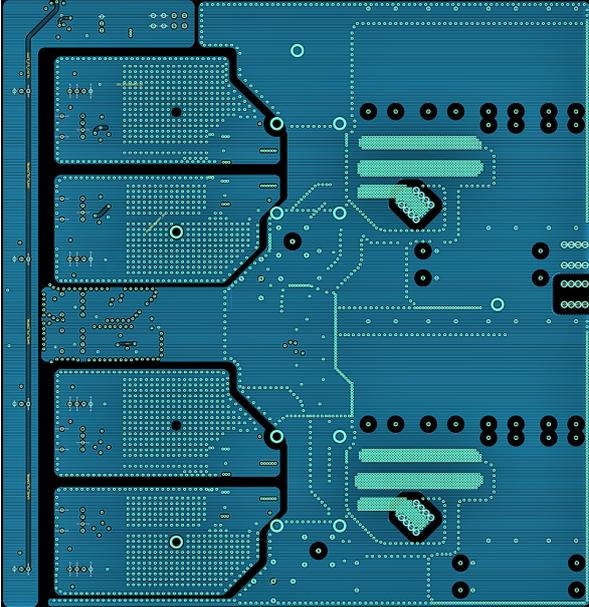


Abbildung A.2: Platine Gate-Signalverteiler

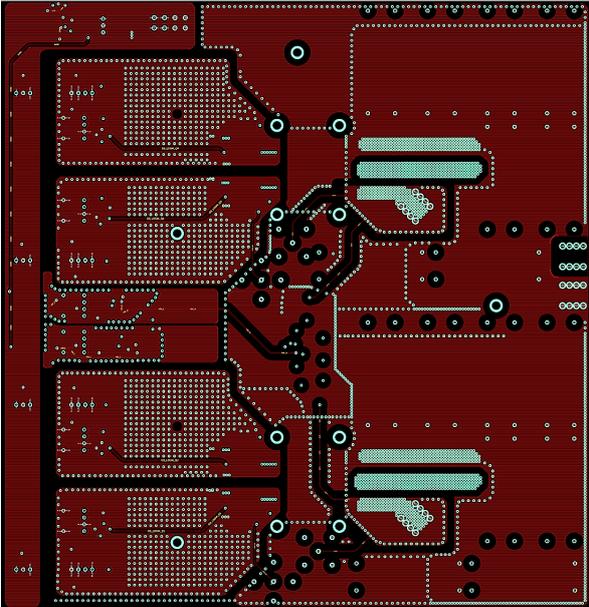
A.2 Platine 25 kW-Einheit



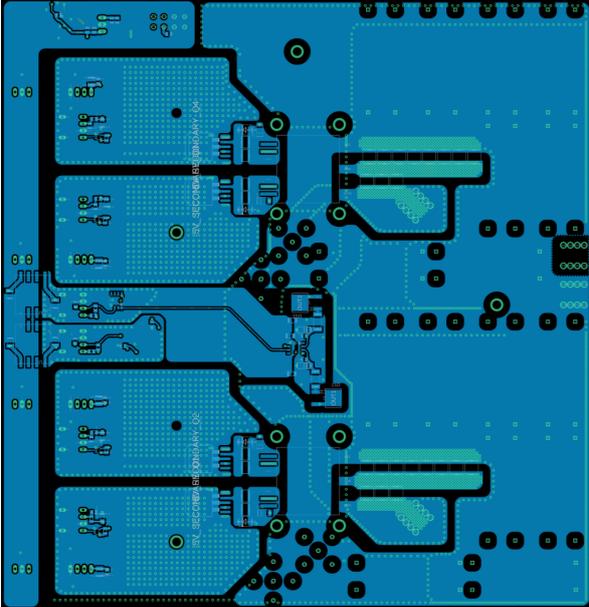
(a)



(b)

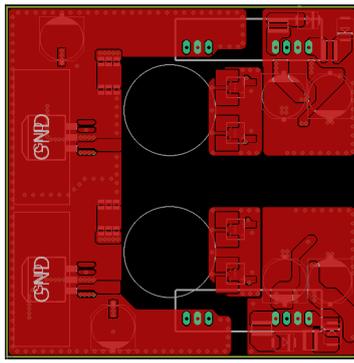


(c)

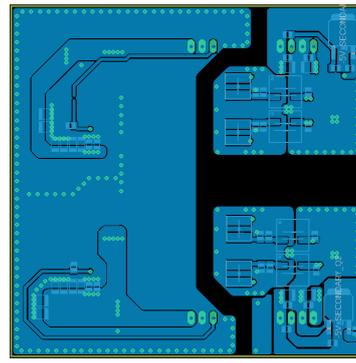


(d)

Abbildung A.3: Platine 25 kW-Einheit



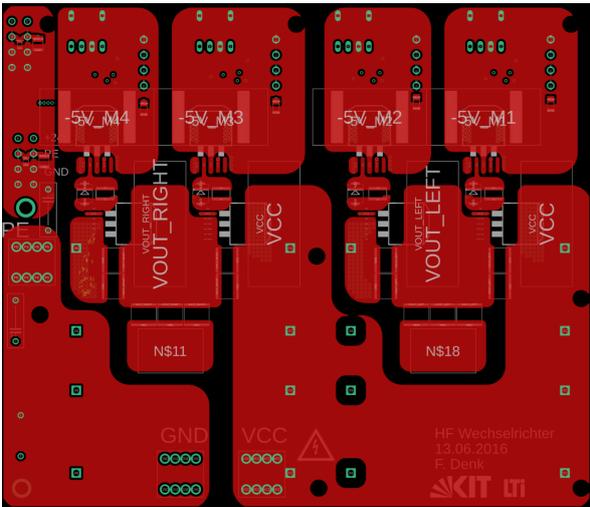
(a)



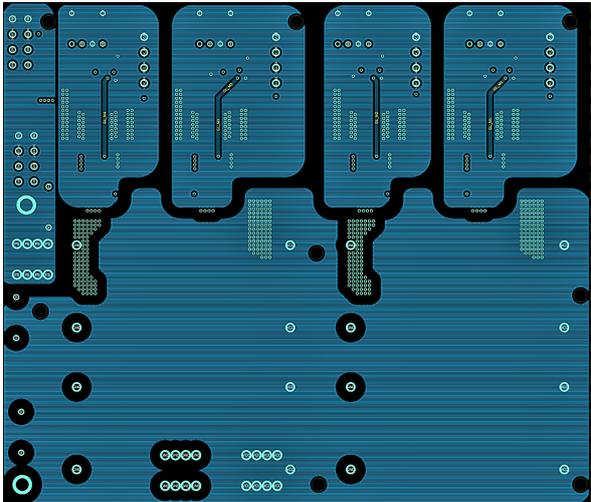
(b)

Abbildung A.4: Platine Gate-Treiberversorgung 25 kW-Einheit

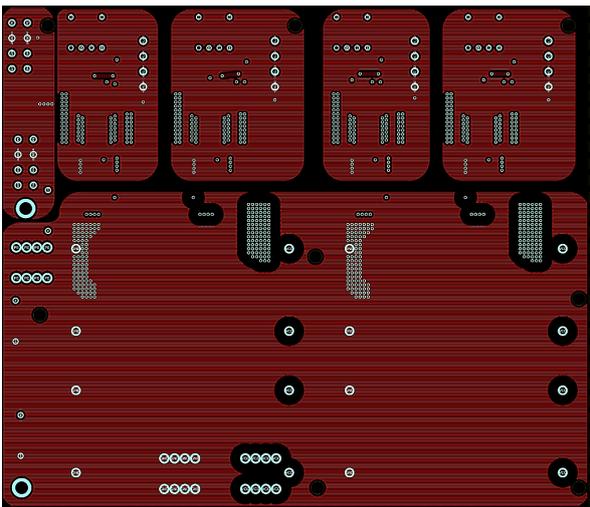
A.3 Platinen 2,5 kW-Einheit



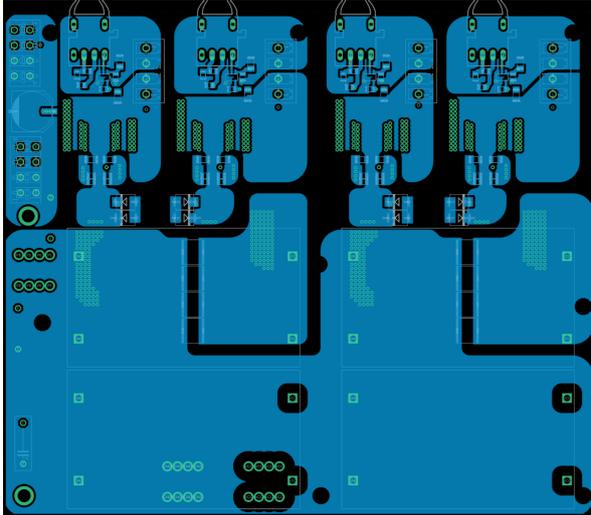
(a)



(b)

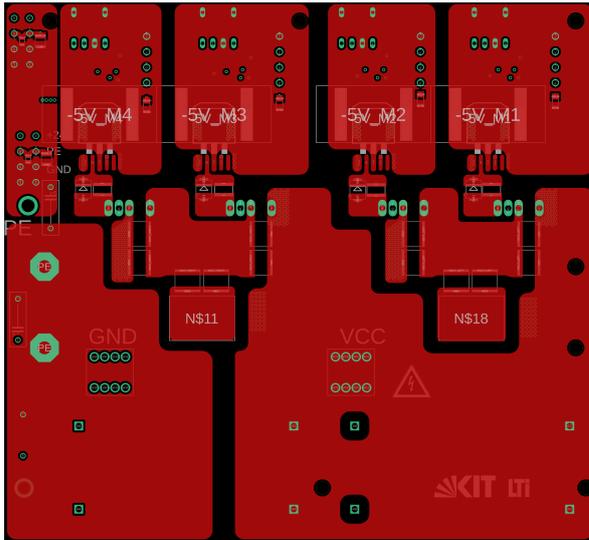


(c)

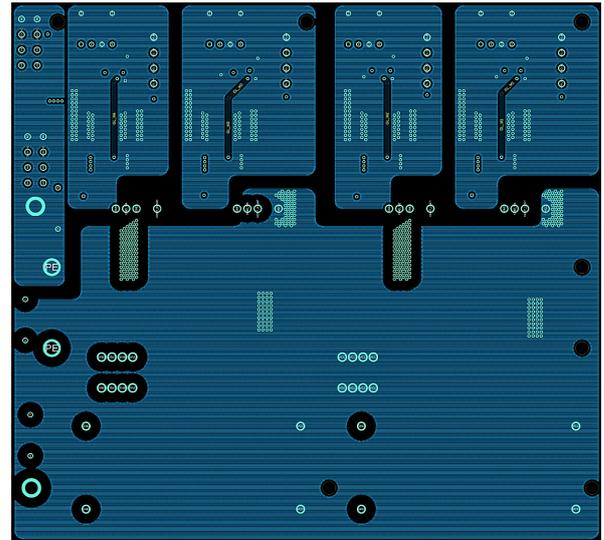


(d)

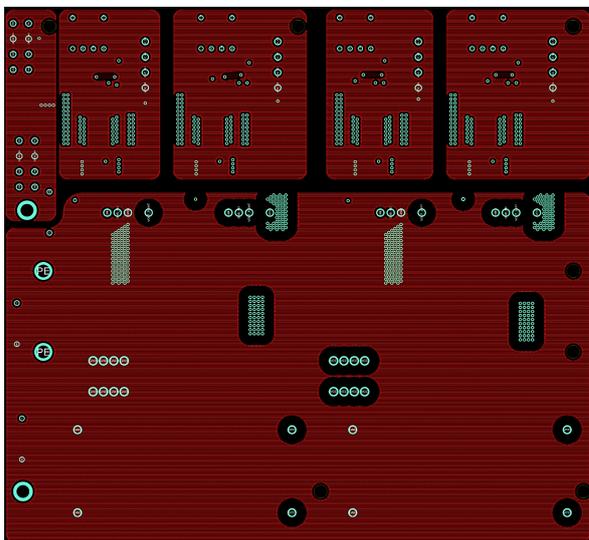
Abbildung A.5: Platine D2Pak 2,5 kW-Einheit



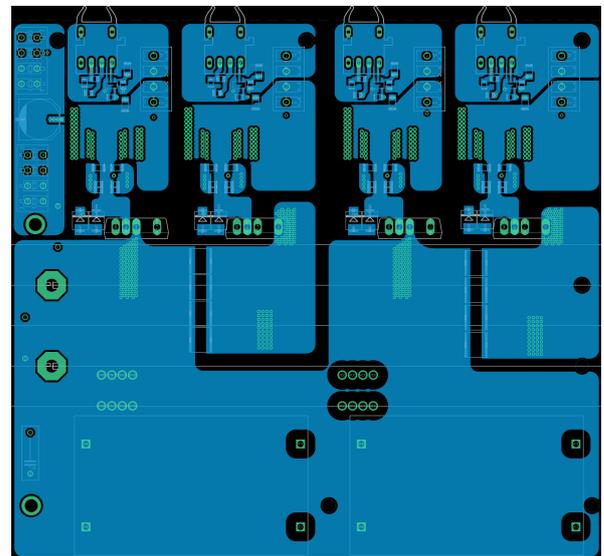
(a)



(b)

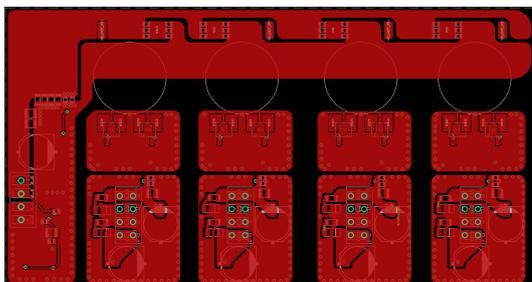


(c)

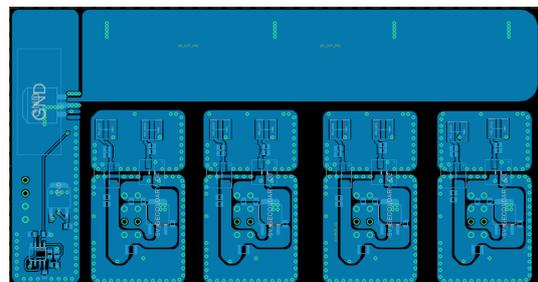


(d)

Abbildung A.6: Platine TO-247 2,5 kW-Einheit



(a)



(b)

Abbildung A.7: Platine Gate-Treiberversorgung 2,5 kW-Einheit

A.4 Messequipment

Für die in dieser Arbeit präsentierten Messungen wurde ein Oszilloskop mit hoher Bandbreite (RTO 1044, 4 GHz, $20 \frac{\text{GSa}}{\text{s}}$, ROHDE & SCHWARZ, Deutschland) zur Messung der Gate-Source- und der Drain-Source-Spannungen sowie des Resonanz- und Laststroms verwendet. Zusätzlich kam für die Charakterisierung der Kaskadenschaltungen in Kapitel 6 ein Oszilloskop mit sechs Messkanälen (MSO56, 500 MHz, $6,25 \frac{\text{GSa}}{\text{s}}$, TEKTRONIX, USA) zum Einsatz.

Zur Messung von U_{GS} wurden passive 10:1 (RT-ZP10, ROHDE & SCHWARZ) und zur Messung von U_{DS} passive 1000:1 (RT-ZH11, ROHDE & SCHWARZ) Spannungstastköpfe eingesetzt. Der Resonanz- sowie der Laststrom wurden mit Stromspulen (6600 wide band current monitor, PEARSON ELECTRONICS, USA) gemessen.

Die DC-Eingangsleistung wurde mit einem Präzisionsleistungsmessgerät (LMG 310, ZES ZIMMER, Deutschland) bestimmt. Gate-Treiberleistungen wurden vom Labor-Netzteil abgelesen.

Die hochfrequente Ausgangsleistung wurde mit einem Richtkoppler (01BN800800827, SPINNER GMBH, Deutschland) sowie einem dazugehörigen Leistungsmessköpfen (NRVD, ROHDE & SCHWARZ) bestimmt.

Die Induktivitäten wurden mit einem Impedanzmessgerät (4395A, AGILENT TECHNOLOGIES, USA) bestimmt.

Für die Wärmebilder wurden Wärmebildkameras (i50 beziehungsweise A325, FLIR SYSTEMS, Deutschland) eingesetzt.

Die Charakterisierung des induktiven Mitteldruckstrahlers erfolgte mit einem Array-Spektrometer (CAS140D, INSTRUMENT SYSTEMS, Deutschland).