

1 Einleitung

Kompakte elektrische Antriebe stellen einen Wegbereiter für die Realisierung marktfähiger elektrischer Straßenfahrzeuge dar. Strengere Emissionsvorschriften in Ballungsräumen, prognostizierte Ressourcenknappheit insbesondere von Erdöl sowie die grundsätzliche Reduzierung von Emissionen im Rahmen des Klimaschutzes sorgen dafür, dass aktuell nur die rein batterieelektrische Antriebsform den zukünftigen Mobilitätsbedürfnissen der Menschen gerecht werden kann [1]. Neben der elektrischen Antriebsmaschine und dem Batteriespeicher symbolisiert der Traktionsumrichter eines Elektrofahrzeugs eine Schlüsselkomponente für ein marktfähiges Fahrzeugantriebskonzept. Alle drei Komponenten werden als wesentliche Teilsysteme des Traktionsantriebstranges verstanden. Die räumliche Trennung von diesen Teilsystemen eines modernen Antriebs steht jedoch im Widerspruch zu jenen Anforderungen an moderne Antriebskonzepte, die im Hinblick auf die sogenannten Baukastenstrategien, geringe Kosten, Modularisierbarkeit, Flexibilität und hohe Leistungsdichte ermöglichen. Hochintegrierte, leistungskompakte elektrische Antriebe für automobile Traktionsanwendungen stellen daher einen wichtigen Wegbereiter für die Realisierung fossilfreier Mobilitätslösungen von morgen dar.

Getrieben durch Innovationen im Bereich der Materialien für die Leistungselektronik wird heutzutage gleichzeitig eine stetige Steigerung der Systemleistungsdichte von Antriebselektronik bei einer höheren Effizienz ermöglicht. Allen voran die Leistungshalbleitermaterialien mit breitem Bandabstand, insbesondere Siliziumcarbid (SiC), stehen im Fokus, da diese eine Leistungsdichtesteigerung mit geringeren Gesamtverlusten bei gleichzeitiger Verarbeitung höherer Schaltfrequenzen ermöglichen. Im elektrischen Antriebsstrang entstehen weniger Energie- sowie Bauraum-Verluste, sodass das neuartige Halbleitermaterial einen Reichweitenvorteil gegenüber herkömmlichem Silizium erzielen kann.

Insgesamt kann somit gesagt werden, dass der zunehmende Einsatz mit fortschreitenden Packagingkonzepten von SiC auf der einen Seite und der Trend hin zu Kompaktierung und Modulbauweise auf der anderen Seite die Anforderungen an neuartige elektrische Antriebe maßgeblich beeinflussen werden. Diese Arbeit betrachtet SiC-basierte Traktionsumrichter in einem integrierten mechatronischen Ansatz. Beispielhaft wird in Kapitel 6 eine spezielle Ausführung abgeleitet und diskutiert, die im Rahmen des vom Bundesministerium für Bildung und Forschung geförderten Verbundprojektes LaSiC (Laufzeit 2018 – 2022) umgesetzt wurde.

1.1 Technologische Herausforderungen und Problemstellung

Die gegenwärtig stark steigende Nachfrage nach einer effizienteren und leistungskompakteren Leistungselektronik hat zu einer rapiden Kommerzialisierung der Halbleitermaterialien mit breitem Bandabstand geführt. Diese Technologie bringt stetig neue Bauelemente hervor, die durch immer kürzere Schaltzeiten im Bereich von wenigen Nanosekunden gekennzeichnet sind. Dadurch ist es grundsätzlich möglich, die Schaltverluste der Schaltung zu reduzieren und höhere Wirkungsgrade zu erzielen.

Bisher können die Vorteile des neuartigen Halbleitermaterials gegenüber Silizium aufgrund von Einschränkungen durch die Gehäuse und die umgebenden Kommutierungskreise nicht vollständig genutzt werden [2, 3]. In der Praxis ist der/die EntwicklerIn häufig gezwungen, die Flankensteilheiten der Ströme und Spannungen aufgrund der Existenz von parasitären Elementen zu begrenzen, die andernfalls für eine zu starke Abweichung vom idealen Schaltverhalten sorgen [4]. Die Einflüsse der parasitären Elemente, insbesondere der parasitären Induktivitäten und Kapazitäten, können sowohl die Funktionsweise als auch die Sicherheit einer leistungselektronischen Schaltung nachhaltig beeinträchtigen und zu dessen Zerstörung führen. Die angestrebte Flankensteilheit der neuartigen

Halbleiterbauelemente sorgt dafür, dass die parasitären Leistungsparameter nochmals stärker reduziert werden müssen. Die notwendige Optimierung geht so weit, dass mittlerweile ein ganzheitlich Redesign von Schaltungen nachgefragt wird. Vor diesem Hintergrund werden auf dem Gebiet der modernen Leistungshalbleiter daher parasitäre Induktivitäten im einstelligen Nano-Bereich und parasitäre Kapazitäten im zweistelligen Piko-Bereich und kleiner gefordert [5].

Bis zur Kommerzialisierung der Wide-Bandgap (WBG¹) Halbleiterbauelemente sind Leistungshalbleiter in Antriebsumrichtern im Hochvolt²-Bereich (HV) auf Basis von Silizium (Si) IGBTs bevorzugt eingesetzt worden. In dem für unipolare Bauelemente verhältnismäßig niedrigen, hartschaltenden Frequenzbereich stellte bis dato der Si-IGBT das Optimum aus Verlusten bei Anwendungen im Bereich oben genannter Sperrspannungen und hohem Strom bei gleichzeitig niedrigen Kosten dar [6, 7]. Nur durch einen Blick auf unterschiedliche Gütekriterien kann für diese Arbeit die unmittelbare Motivation für den Einsatz des neuartigen Halbleitermaterials quantifiziert werden. Eine Gegenüberstellung der Werkstoffdaten und der daraus abgeleiteten Gütekriterien in Abb. 1.1(a) zeigt, dass bis auf bei dem thermischen Gütekriterium HTFOM die aufstrebenden WBG-Halbleitermaterialien aus SiC und GaN dem Silizium deutlich überlegen sind. Je höher die HTFOM des Halbleitermaterials, desto geringer fällt der Temperaturanstieg am Halbleiter aus [8]. So kann mit WBG-Leistungshalbleitern theoretisch effizientere und schneller schaltende Leistungselektronik entwickelt werden, die eine deutlich geringere Chipfläche benötigen.

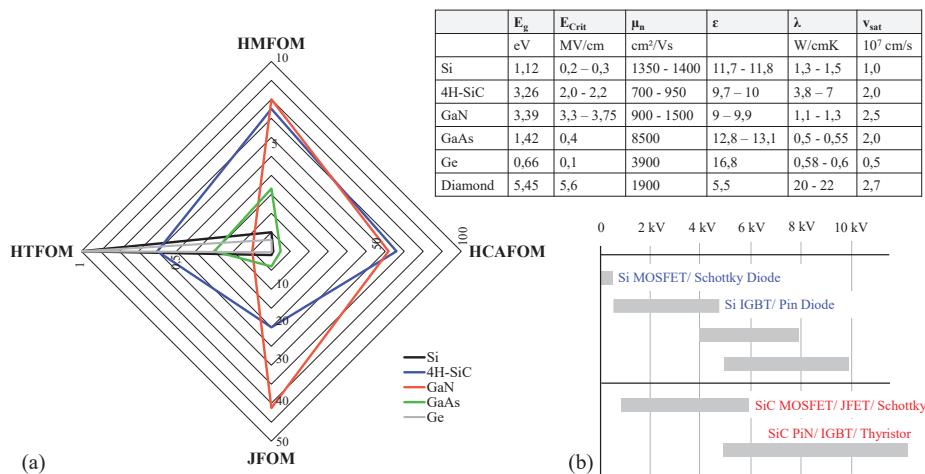


Abb. 1.1: (a) Gegenüberstellung der von den Werkstoffdaten abgeleiteten Gütekriterien für unterschiedliche WBG-Halbleitermaterialien und Silizium (eigene Abbildung nach Werten aus [6, 8–11]); die vier Gütekriterien ermöglichen eine qualitative Bewertung der Halbleitermaterialien und zeigen somit die wesentlichen Vorteile der WBG-Bauelemente; (b) Übersicht zu den verfügbaren SiC-Bauelementestrukturen und deren Spannungsbereiche, nach [7]

Parallel zu dem Fortschritt bei den Halbleiterbauelementen müssen sich aber auch die anderen Komponenten mit Blick auf die parasitären Elemente weiterentwickeln [4, 5]. Neben der Kenntnis ist weitergehend die tiefgreifende Analyse der parasitären Elemente in allen Komponenten erforderlich, sodass die Potenziale in der Optimierung genutzt und entsprechende Maßnahmen abgeleitet werden

¹ Wide Bandgap: Oberbegriff für Halbleitermaterial mit breiter Bandlücke

² Definition Hochvolt-Spannung nach ECE UN-R100: Effektivwert der Betriebsspannung > 60 V und ≤ 1500 V (bei Gleichstrom)

können. Aufgrund der zunehmenden räumlichen Komplexität heutiger Traktionsumrichterschaltungen können parasitäre Elemente wegen der geringen Verfügbarkeit von angepassten Komponenten für Schaltungen mit WBG-Halbleitern nur begrenzt durch das Schaltungslayout beherrscht werden. WBG-Halbleitermaterialien erfordern somit auch eine Neuentwicklung der Leistungsmodul-Bauformen, der Kondensatoren, sowie der Leitungen und Verbinder von Leistungs- und Ansteuerteil [12]. In Kombination mit der zunehmenden mechatronischen Integration der Systemkomponenten lassen sich parasitäre Elemente ferner auch durch die Entwicklung von übergeordneten Subsystemen des Traktionsumrichters reduzieren. Das große Potential von integrierten Halbbrücken-Schaltzellen trägt jedoch der Tatsache Rechnung, dass multifunktionale Substrat- und integrierbare Kondensator-Technologien zur Verfügung stehen müssen u.a. in [13, 14]. Dadurch können unter anderem Kommutierungsschleifenflächen und kapazitive Einkopplungen verkleinert werden.

1.2 Stand der Forschung und Technik

Grundsätzlich werden unter WBG-Halbleitermaterialien Leistungshalbleiterbauelemente verstanden, die eine größere Bandlücke aufweisen. Diese liegt im Vergleich zu kommerziellen Si-Leistungshalbleitern oberhalb von ca. 3 eV [15]. Typische Vertreter von Halbleitern mit breiter Bandlücke sind die Materialien Siliziumcarbid (SiC) oder Galliumnitrid (GaN), während u.a. Diamant als ideales aber noch hypothetisches Ausgangsmaterial für Leistungshalbleiter gilt. Aktuell zeichnet sich ab, dass SiC zunehmend Anwendung in Antriebsumrichtern mit hohen Sperrspannungen findet [16]. GaN gilt aufgrund der nochmals höheren kritischen Feldstärke E_{krit} und Elektronenbeweglichkeit μ_n als aussichtsreicher für nochmals höhere Schaltfrequenzen und bringt wegen der Herstellung auf kostengünstigen Si-Wafern zukünftige Kostenvorteile gegenüber SiC-Transistoren mit sich [17–19]. Initiativen für GaN mit hohen Sperrspannungen werden in laufenden Forschungsaktivitäten verfolgt [20].

Für eine potentielle Anwendung ist es jedoch von großem Interesse, die zur Verfügung stehenden Halbleiterstrukturen zu thematisieren. Die am pn-Übergang auftretende Diffusionsspannung nimmt ungefähr linear mit steigendem Bandabstand zu [10, 15, 21]. Die WBG-Halbleiter im hohen Nennspannungsbereich typischer Antriebsumrichter für Elektrofahrzeuge können als Bauelemente realisiert werden, deren Diffusionsspannung nicht in der Durchlasskennlinie auftritt. Dieses Phänomen ist bei den unipolaren Bauelementen der Fall, weshalb die WBG-Bauelemente typischerweise als Feldeffekttransistoren ausgeführt werden. Eine Übersicht zu den SiC-Bauelementen ist in Abb. 1.1(b) gegeben. Es zeigt sich, dass die Potentiale der neuartigen Halbleitermaterialien nur bei gewissen Aufbaustrukturen und Spannungsbereichen gewinnbringend eingesetzt werden können. Aufgrund der diskutierten Gütekriterien besitzen allerdings die WBG-Halbleitermaterialien das Potential, die Leistungshalbleiter aus Si in einigen Anwendungen dauerhaft zu verdrängen.

Im Bereich der Elektrofahrzeuge können die WBG-Bauelemente die Realisierung leistungsdichterer und verlustärmerer Antriebs-Traktionsumrichter ermöglichen, die sich durch eine höhere Effizienz und somit gestiegerte Reichweite mit größeren Betriebstemperaturen auszeichnen. Die höheren Schaltfrequenzen des WBG-Halbleitermaterials sind in Antriebsumrichtern aufgrund der verhältnismäßig moderaten Anforderung an die Grundfrequenz von elektrischen Maschinen (bis auf Ausnahmen [22]) für Fahrzeugantriebe heutzutage nicht zwingend erforderlich³. In vielen Untersuchungen zeigt sich jedoch, dass bereits aufgrund des verbesserten Durchlassverhaltens der SiC-MOSFET Effizienz- und Reichweitenvorteile gegenüber Silizium entstehen [7, 25, 28]. Die mit dem

³ Die maximale Drehzahl des Großteils der elektrischen Antriebsmaschinen liegt im Bereich von ca. 6.000 min^{-1} bis 18.000 min^{-1} [23]; für die Schaltfrequenzen ergibt sich ein typischer Bereich von ca. 10 bis 30 kHz [24–27].

WBG-Halbleitermaterial realisierbaren hohen Spannungssteilheiten ermöglichen eine drastische Verringerung der Schaltverluste. Der Einsatz von WBG mit hohem du/dt erfordert jedoch nicht nur auf Umrichterebene wesentliche Optimierungsschritte. Parallel hierzu muss auch neuartiges Isolationsmaterial für die elektrische Maschine untersucht und weiterentwickelt werden, welches sich mithilfe von konventionellen Methoden aufbringen lässt. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit soll die Begegnung und Optimierung der parasitären Elemente in Antriebsumrichtern mit schnellen Schaltvorgängen thematisiert werden. Der Einsatz von WBG-Halbleitern mit hohem du/dt erfordert grundsätzlich jedoch nicht nur auf Ebene des Umrichters Optimierungsschritte.

Im Rahmen von Forschungsinitiativen an Antriebsumrichtern werden WBG-Halbleitermaterialien seit etwa 20 Jahren diskutiert [6, 7]. Untersuchungen am Oak Ridge National Laboratory in Tennessee befassten sich bereits im Jahre 2003 mit den Vorteilen von WBG-Halbleitermaterial für die Traktion von batterieelektrischen Fahrzeugen [29]. Ein zuvor entwickelter Integrationsansatz eines Antriebsumrichters [30] wurde jedoch erst zwölf Jahre später erstmalig mit WBG-Halbleitermaterial erweitert [31]. Deutsche Forschungsinitiativen zu integrierten Umrichtern wurden insbesondere am Fraunhofer IISB oder an der RWTH Aachen lanciert [32–35]. Seit dem Jahre 2014 wurden diese Initiativen stetig auf SiC ausgeweitet. Beispielhafte Konzepte werden in [36–39] thematisiert.

Der sich abzeichnende Trend von WBG-Halbleitermaterial in Antriebsumrichtern spiegelt sich mittlerweile auch in den rein batterieelektrischen Antriebsarchitekturen moderner Elektrofahrzeuge wider. Hinsichtlich der Batterie- bzw. Zwischenkreisspannung wird hier vermehrt auf 800V-Systeme gesetzt, sodass die Sperrfestigkeiten der Halbleiter mit 1200 V nachgefragt werden. Als Beispiele aktueller Entwicklungen von SiC-Leistungshalbleitern im Serieneinsatz seien der Tesla Model 3, BYD Han Flagship und Hyundai Ioniq 5 genannt [40, 41]. Ferner arbeiten unter anderem die Automobilzulieferer ZF, BorgWarner, Hitachi und Vitesco an SiC-Plattformen [16]. Mit Blick auf die mechatronischen Integrationsansätze von Umrichtern ist die Entwicklung im Serieneinsatz hingegen noch nicht so weit fortgeschritten. Zwar wurden in den vergangenen Jahren zahlreiche Forschungsprojekte mit integriertem Umrichter erfolgreich abgeschlossen. Jedoch werden in Elektrofahrzeugen typischerweise die Systeme elektrische Maschine und Umrichter getrennt entwickelt und die Gehäuse nur räumlich radial zusammengeführt [42, 43]. Im Tesla Model S wurde erstmalig eine axiale Integration des Umrichters mit kreisförmiger Anordnung der Leistungselektronik im Serieneinsatz nachgewiesen [23, 43]. Zahlreiche Hersteller wie etwa Mitsubishi und Siemens stellten in der Vergangenheit bereits einzelne Antriebssysteme mit integrierten Umrichtern in der Antriebsmaschine vor [42, 43].

Die diskutierten Entwicklungen zeigen, dass die Leistungshalbleiter auf WBG-Materialbasis im Traktions-Antriebsumrichter aufgrund der genannten Vorteile eine effizientere und leistungsdichtere Alternative zu den herkömmlichen IGBTs aus Silizium im Sperrspannungsbereich von 650 bis 1200 V darstellen. Ein verbessertes Antriebssystem kann jedoch nur entstehen, wenn die neuartigen Materialien die Anforderungen an das Gesamtsystem erfüllen. Mit Blick auf die parasitären Elemente im Antriebsumrichter wird in diesem Zuge eine drastische Reduzierung aber auch eine Auslegung im Systemverbund nachgefragt. Dadurch können sowohl schnellere Schaltvorgänge als auch höhere Schaltfrequenzen erzielt werden, mit denen das Potential der neuartigen Halbleitermaterialien vollständig ausgenutzt werden kann. Hierfür soll die vorliegende Arbeit einen Beitrag liefern.

1.3 Gegenstand und Ziel der Arbeit

Leistungshalbleiter aus WBG-Materialien im Traktionsantriebsumrichter stellen eine Alternative zu den herkömmlichen IGBT aus Silizium im Sperrspannungsbereich von 650 bis 1200 V darstellen. Abgesehen von dem verbesserten Durchlassverhalten, können die weiteren Effizienzvorteile über die Ausnutzung der hohen Spannungsflankensteilheit erzielt werden. Die neuen Halbleitermaterialien

ermöglichen Strukturen mit hohen Schaltfrequenzen, die für eine Volumenreduzierung der passiven Komponenten und somit eine gesteigerte Leistungsdichte des Gesamtsystems sorgen. Für einen erfolgreichen Einsatz der hohen Flankensteilheit ist jedoch die Beherrschung der parasitären Elemente von zentraler Bedeutung. Diese Arbeit soll einen Beitrag für integrierte Umrichter mit reduzierten parasitären Elementen, vorrangig Induktivitäten und Kapazitäten liefern. Ziel ist die Analyse und Optimierung der parasitären Elemente in den Komponenten Leistungsmodul, Zwischenkreiskondensator, Zwischenkreis und Ansteuerpfad unter Berücksichtigung des Systemgedankens.

Der Einsatz von WBG-Leistungshalbleitern erfordert zunächst, dass der Zwischenkreiskondensator mitsamt der Sammelschiene eine hohe Bandbreite besitzt. Die Höhe der Bandbreite wird maßgeblich von der Serieninduktivität (ESL) des Kondensators definiert. Die kommerzielle Verfügbarkeit von *ESL*-reduzierten Zwischenkreiskondensatoren sorgt zudem dafür, dass in der Praxis die Folien- den Elektrolytkondensatoren vorgezogen werden. Mit Blick auf die parasitären Elemente werden zunächst die bisher wenig systematisch untersuchten Optimierungsansätze für die Anbindung der kapazitätsbildenden Schichtaufbauten von Kondensatoren bezüglich maximaler Bandbreite, entstehender Resonanzen und reduziertem Serienwiderstand (ESR) hergeleitet. Obwohl die planare Leitungsführung einer Sammelschienenstruktur bekanntermaßen eine geringe Streuinduktivität besitzt, liegt eine große Herausforderung in der Umsetzung der Kondensatorwickelanbindung, da an dieser Stelle das Konzept der Planarität unterbrochen wird.

Die Leistungsmodule von Antriebsumrichtern beinhalten die Leistungshalbleiterschalter. Der Einsatz von WBG-Leistungshalbleitern erfordert, dass die Aufbau- und Verbindungstechniken eine parasitätsarme Anbindung der Halbleiter-Chips realisiert. Bei der Untersuchung des Leistungsmoduls mit externen Schnittstellen können die Zwischenkreisschnittstellen sowie eine zweidimensionale Substratstruktur als Grund für eine hohe parasitäre Induktivität in der Kommutierungsmaße identifiziert werden. Kommerzielle Beispiele zeigen, dass das coplanare 2D-Substrat und die Schnittstellen für eine drastische Erhöhung der Kommutierungsmaßeninduktivität sorgen können [44, 45]. Optimierungsstrategien für den Aufbau, das Layout und die Schnittstellen sind aus Vorarbeiten bekannt u.A. in [21, 46–48]. Dennoch fehlen oft Ansätze für systematische Strategien auf Komponenten und Systemebene. Aus diesem Grund sollen für die vorliegende Arbeit Teile des Leistungsmodulaufbaus analysiert werden, sodass einzelne Maßnahmen unter Einsatz potenter Leistungsmodultechnologien zur Verbesserung des gesamten Schaltungsaufbaus entwickelt und bewertet werden können. Mithilfe einer optimierten Kondensator- und Zwischenkreisanbindung wird zudem der Übergang auf ein konsequent planares Leitungskonzept im Leistungsteil ermöglicht, sodass eine minimale Kommutierungsmaßeninduktivität erzielt werden kann. In diesem Zuge soll auch die Integration von Bypass-Kondensatoren untersucht werden.

Mit Blick auf die Anbindung der Ansteuerelektronik sollen die Untersuchungen Konzepte und Richtlinien der Anbindung vom Treiber-IC bis zum Halbleiterchip liefern. Insbesondere die Leitungsführung der Ansteuersignale auf dem Leistungsmodul sollen genauer betrachtet werden. Der Schwerpunkt liegt hier auf den parasitären Induktivitäten und den Streukapazitäten, sowie dem Resonanzverhalten des Ansteuerpades. Es wird ein flexibles Anbindungssystem entworfen und die Anbindung der Halbleiter auf dreidimensionalen Schaltungsträgern mit einer sehr geringen Induktivität und einer reduzierten kapazitiven Einkopplung ermöglicht.

Um die gewonnenen Erkenntnisse über die Systemkomponenten gewinnbringend einsetzen zu können, wird abschließend ein Antriebsumrichter Gesamtsystem unter der Bedingung eines hohen Integrationsgrades in einer komplexen Bauraumgeometrie ausführlich untersucht. Die Betrachtungen haben zum Ziel, neue mechatronische Konzepte für Traktionsumrichter mit reduzierten parasitären Elementen darzustellen. Diese Arbeit liefert einen Beitrag für die Design-Richtlinien von

Systemkomponenten aus Sicht des Gesamtsystems, sodass Barrieren für den erfolgreichen Einsatz von WBG-Leistungshalbleitern in Antriebsumrichtern überwunden werden können.

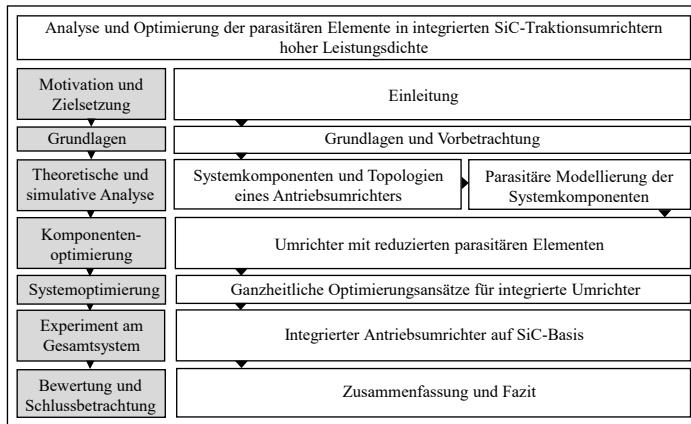


Abb. 1.2: Darstellung des Aufbaus der Arbeit als Strukturbild

2 Grundlagen und Vorbetrachtung

Das Gebiet der Leistungshalbleiter wird von den parasitären Effekten dominiert. So stellen ihre Untersuchung und die Beherrschung der daraus resultierenden Phänomene eine zentrale Disziplin der modernen Leistungselektronik dar. Vor diesem Hintergrund ist es notwendig, ein Bewusstsein für die Entstehung der Elemente zu schaffen. Basierend auf den zugrundliegenden feldtheoretischen Berechnungsmethoden sollen im folgenden Kapitel die unterschiedlichen Arten der parasitären Elemente erläutert und ein Überblick über die Größenordnung gegeben werden. Neben der Kenntnis ist jedoch auch die Identifikation und Analyse der parasitären Elemente in der angesprochenen Disziplin erforderlich. Daher ist es notwendig die Spektralanteile in einem großen Frequenzbereich zu betrachten. Aufgrund der notwendigen Extraktion parasitärer Elemente aus einem gegebenen Schaltungslayout soll abschließend ein Überblick über die gängigen Simulations- und Messverfahren gegeben werden.

2.1 Parasitäre Elemente in der Leistungselektronik

Parasitäre Elemente sind ein fester Bestandteil jeder elektronischen Schaltung. Auslöser parasitärer Elemente sind physikalische Effekte in nichtidealen stromdurchflossenen Leitern mit dielektrischen Schichten. Sie sind ein unvermeidbares Phänomen in elektronischen Schaltungen und Wandleraufbauten. Grundsätzlich kommen parasitäre Elemente in allen realen Leiterstrukturen vor, sodass sie im Wesentlichen durch die Anordnung der Aufbau- und Verbindungstechnik (AVT) im Schaltungsaufbau bestimmt werden. Mit inbegriffen sind somit auch die passiven Systemkomponenten (Kondensatoren und Spulen) aber auch Halbleiterschalter im Schaltungsaufbau einer Leistungselektronik, die spezifische Widerstände besitzen und gleichzeitig elektromagnetische Felder erzeugen. Anhand der Darstellung von parasitären Elementen in einem typischen elektrischen Bauteil lässt sich deren Entstehung in Abb. 2.1 visualisieren.

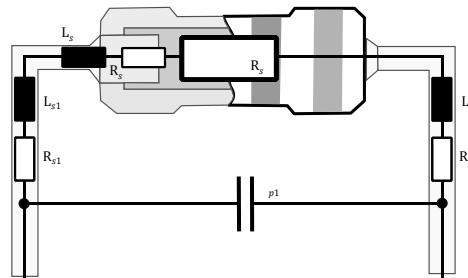


Abb. 2.1: Entstehung parasitärer (serieller und paralleler) Elemente aufgrund von Bedrahtung und Kontaktflächen in einem simplifizierten Kohleverbundwiderstand

Die Darstellung einer realen, parasitär behafteten Umrichterschaltung mit Komponenten erfolgt klassischerweise über Ersatzschaltbilder. Zum Einsatz kommen können auch Mehrtorbeschreibung von Teilausschnitten stromführender Verbindungsleitungen und Bauteilen bestehend aus Widerständen, Induktivitäten und Kapazitäten, sodass das resultierende elektrische Verhalten aufgrund der parasitären Elemente mithilfe einer Modellvorstellung vereinfacht beschrieben werden kann wie z.B. in [49]. Für eine Untersuchung des frequenzabhängigen Verhaltens ist eine Darstellung der charakteristischen Impedanz möglich. Sobald jedoch eine ganzheitlich parasitäre Optimierung eines komplexen Schaltungsaufbaus verfolgt wird, ist in der gängigen Praxis zunächst eine Unterteilung in einzelne Komponenten und Leiterstücke üblich. Im Rahmen dieser partiellen Aufteilung können anschließend

mithilfe von Modellen die Komponenten einzeln parasitär optimiert werden. Um jedoch das elektrische Verhalten des Schaltungsaufbaus elektrisch korrekt beschreiben und ganzheitliche Optimierungsmaßnahmen ableiten zu können, müssen im Anschluss die einzelnen Komponenten in dem elektrischen Netzwerk kombiniert werden.

Motiviert von diesem Vorgehen wurden in den 1960er Jahren die bis heute maßgebenden systematischen Ansätze zur Berechnung parasitärer Elemente von einzelnen Leiterstücken und Ersatznetzwerken hergeleitet [50]. 1972 wurde hierfür der Begriff der sogenannten PEEC⁴-Methode eingeführt. Mit dieser Methode ist es erstmalig ermöglicht worden, elektrische Elemente insbesondere Induktivitäten (1972 [51]) und Kapazitäten (1973 [52]) in partielle Teilelemente aufzuteilen und analytisch zu berechnen. Im Laufe der Zeit wurde die PEEC-Methode für die computergestützte Berechnung weiterentwickelt [53], sodass es heutzutage möglich ist, eine elektrische Schaltung zu diskretisieren und parasitäre elektromagnetische Effekte in nichtidealen stromdurchflossenen Leitern mit dielektrischen Schichten zu berechnen.

Mit Blick auf die Entwicklung von Antriebsumrichtern mit reduzierten parasitären Elementen ist eine Hinzunahme der Ansätze unverzichtbar. Da die parasitäre Optimierung einer Umrichterschaltung aufgrund der zunehmend komplexeren Bauräume jedoch als mechatronische Disziplin verstanden werden kann, werden die Berechnungen heutzutage in multiphysischen Simulationsumgebungen basiert auf differentiellen oder auch hybriden Berechnungsverfahren durchgeführt. Für die vorliegende Arbeit soll der folgende Abschnitt dazu dienen, ein allgemeines Verständnis für die Berechnungsmethoden und die Entstehung der drei bekannten parasitären Elementen zu vermitteln.

2.1.1 Berechnungsmethoden

Um die verwendeten Berechnungsmethoden einordnen zu können, ist es zunächst notwendig, die zugrundeliegenden Maxwell'schen Gleichungen zu erläutern. Die Ausdrücke beschreiben das elektromagnetische Feld in ruhenden Medien und ermöglichen so die Lösung elektromagnetischer Feldprobleme. Sie können in integraler und in differentieller Form dargestellt werden:

$$\oint_A \vec{E} \cdot d\vec{s} = - \iint_A \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot dA \quad \Leftrightarrow \quad \text{rot } \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\frac{1}{\mu_0} \oint_{\partial V} \vec{H} \cdot d\vec{s} = - \iint_A \left(J + \epsilon_0 \frac{\partial E}{\partial t} \right) \cdot dA \quad \Leftrightarrow \quad \text{rot } \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.2)$$

$$\iint_{\partial V} \vec{D} \cdot d\vec{A} = \iiint_V Q \, dV \quad \Leftrightarrow \quad \text{div } \vec{D} = \rho \quad (2.3)$$

$$\iint_{\partial V} \vec{B} \cdot d\vec{A} = 0 \quad \Leftrightarrow \quad \text{div } \vec{B} = 0 \quad (2.4)$$

Durch Anwendung des Stokesschen Integralsatzes können die Wirbelgleichungen (2.1) und (2.2) in die differentielle Darstellung überführt werden. Für die Quellengleichungen (2.3) und (2.4) ist der Darstellungswechsel über die Anwendung des Gaußschen Integralsatzes möglich. Aufgrund des Helmholtzschen Theorems ist durch Festlegung der Wirbel und der Quellen das elektromagnetische Feld eindeutig bestimmt. Für die Materialien wird hier angenommen, dass diese linear, homogen und

⁴ Partial-Element-Equivalent-Circuit (PEEC), engl. für Methode der partiellen Elemente

isotrop sind. Sie werden beschrieben über die Dielektrizitäts- bzw. Permittivitätskonstante ϵ , Permeabilitätskonstante μ und elektrische Leitfähigkeit σ . Es gilt:

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (2.5)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.6)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (2.7)$$

Für die Berechnung von elektromagnetischen Problemstellungen können beide Darstellungsformen eingesetzt werden. Daher werden auch die Feldberechnungsmethoden in Integral- und Differentialgleichungsverfahren unterschieden.

Die integrale Form der Maxwell-Gleichungen eignet sich zur Berechnung von Problemen mit hoher Symmetrie. Sie gilt als aufwändig, wenn sie zur Berechnung komplexer Leiterstücke verwendet wird. Mit der Herleitung und Lösung des Magnetic-Quasi-Static-Ansatzes (MQS) ist es jedoch möglich [54], anhand der Integralgleichungen Leiterabschnitte eines Schaltungsaufbaus durch ein elektrisches Netzwerk aus Widerständen, Induktivitäten und Kapazitäten zu ersetzen. Dieser Ansatz setzt voraus, dass die Abstände der Strukturen $|r - r'|$ von Quelle r' zu dem Betrachtungsort r klein im Vergleich zur kleinsten vorkommenden Wellenlänge sind [55] mit

$$\lambda \gg |r - r'| \quad (2.8)$$

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2.9)$$

Zur vereinfachten Berechnung der Integralgleichungen wird der Ansatz über das magnetische Vektorpotential \vec{A}_p und das elektrische Skalarpotential φ_e genommen. Das Vektorpotential \vec{A}_p kann über die folgende Integralgleichung beschrieben werden:

$$\vec{A}_p(\vec{r}) = \int_V \frac{\mu_0 \vec{J}_n(\vec{r}')}{4\pi |r - r'|} dV \quad (2.10)$$

Für das elektrische Skalarpotential φ_e gilt mit der Raumladungsdichte ρ :

$$\vec{\varphi}_e(\vec{r}) = \int_V \frac{\vec{\rho}(\vec{r}')}{4\pi \epsilon_0 |r - r'|} dV \quad (2.11)$$

Die elektrodynamischen Potentiale \vec{A} und φ_e sind mit dem elektrischen Feld \vec{E} über den folgenden Ausdruck darstellbar [56]:

$$-\operatorname{div} \varphi_e = \vec{E} + \frac{\partial}{\partial t} \vec{A}_p \quad (2.12)$$

Aus den Gleichungen (2.10) und (2.11) kann eine Integralgleichung hergeleitet werden, deren erster Term die resistiven, deren zweiter die induktiven und deren dritter die kapazitiven Elemente repräsentiert. Über die Verknüpfung des elektrischen Feldes \vec{E} mit der Stromdichte \vec{J} in (2.7) folgt für das Gradientenfeld aus (2.12):

$$\frac{1}{\sigma} \vec{J}_n(\vec{r}) + \frac{\partial}{\partial t} \vec{A}_p(\vec{r}) + \operatorname{div} \varphi_e = 0 \quad (2.13)$$

Die Ursprünge der drei Elemente sollen in den folgenden Kapiteln schrittweise erläutert werden. In [46] wird gezeigt, wie diese Integralgleichung in ein Gleichungssystem zur Herleitung eines elektrischen Netzwerks überführt werden kann. Da die differentielle Form im Gegensatz die Maxwell-Gleichungen in Ortsableitungen darstellt, galt sie lange als gebräuchlichere und häufiger eingesetzte Darstellungsform insbesondere für Feldberechnungsmethoden [46]. Allerdings sorgt sie aufgrund der notwendigen hohen Diskretisierung für einen sehr großen Berechnungsaufwand. Dies ist insbesondere

bei komplexen Leitergeometrien und bei Darstellung des umgebenden Raums der Fall. Aufgrund der entwickelten Vereinfachungen der Integraldarstellung der Feldbeschreibungen aber auch der Weiterentwicklung von leistungsstarken Computersystemen, existieren heutzutage Simulationsprogramme basierend auf beiden Darstellungsformen. Zur Lösung der Feldgleichungen und Extraktion der parasitären Elemente wenden die Simulationsprogramme numerische Verfahren an, die Integral- oder Differentialverfahren einsetzen. Zur Berechnung der parasitären Elemente wird in dieser Arbeit vorrangig das Softwarepaket ANSYS Electronics eingesetzt. Es setzt Solver ein, die sowohl auf den Differential- als auch Integralgleichungen basieren. Eine kurze Erläuterung und Darstellung der softwareseitigen Lösungsverfahren wird in 2.2.3 vorgenommen.

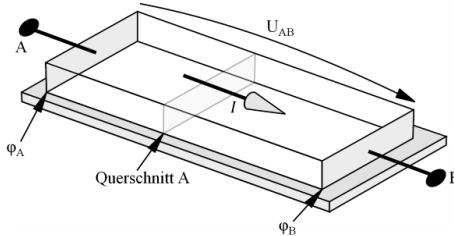


Abb. 2.2: Modell des resistiven Grundelements am Beispiel einer Substratstruktur

2.1.2 Parasitäre Widerstände

Parasitäre Widerstände sind aufgrund des spezifischen ohmschen Widerstands in realen Leitern immer vorhanden. Der parasitäre Widerstandsbegriff im Kontext der Leistungselektronik kann als resistiver Zweipol z. B. in Form von einem Substrataufbau mit konstantem Querschnitt veranschaulicht werden (siehe Abb. 2.2), wobei dieser nicht als reaktives Element gezählt wird. Fließt ein Gleichstrom durch diesen Substrataufbau, so bewegen sich die Ladungsträger auf parallelen Strömungslinien und es liegt ein homogenes Strömungsfeld vor. Der elektrische Strom in dem Schaltungsaufbau wird als Summe sämtlicher Strömungslinien in dem Querschnitt A verstanden über den Ausdruck:

$$I = \iint_A \vec{J} d\vec{A}. \quad (2.14)$$

Dem Strömungsfeld wird materialbedingt ein elektrischer Widerstand entgegengesetzt, der den Spannungsabfall U_{AB} zur Folge hat. Beim Betrieb des Schaltungsaufbaus lässt sich der gesamte Spannungsabfall als Addition der Teilspannungen berechnen zu

$$U_{\text{ges}} = U_1 + U_2 + \dots + U_n = \sum_{n=1}^n U_n \quad (2.15)$$

In den Maxwell-Gleichungen taucht der elektrische Widerstand in der Stromdichte \vec{J} auf, die nach (2.7) über die elektrische Leitfähigkeit σ mit der elektrischen Feldstärke \vec{E} verknüpft ist. Für die Materialgleichung zur Definition der elektrischen Leitfähigkeit σ gilt

$$\sigma = \frac{1}{\rho_s} \quad (2.16)$$

Bei konstantem Querschnitt A eines Leiters mit der Länge l und Kenntnis des spezifischen Widerstands ρ_s kann der elektrische Widerstand ermittelt werden mit