

---

Marita Wendt

**Ermittlung der Verlustleistungen in einem Synchron-  
Tiefsetzsteller mit Niedervolt-GaN-HFETs**

---

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

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

Zweiter Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Detlev Hackstein

Tag der mündlichen Prüfung

21. September 2015

## **Danksagung**

Hier möchte ich mich bei allen Personen bedanken, die einen wichtigen Beitrag dazu geleistet haben, dass diese Arbeit zustande gekommen ist.

In erster Linie bedanke ich mich bei Prof. Dr.-Ing. habil. Peter Zacharias, der mich bei der Wahl des Themas und Ausarbeitung meiner Dissertation unterstützt hat, sich bei allen meinen Fragen immer Zeit genommen hat, mir mit guten Ratschlägen, Anregungen und Lösungsansätzen zur Seite stand und die Arbeit durch seine Ergänzungen bereichert hat. Darüber hinaus möchte ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Detlev Hackstein für die Übernahme des Zweitgutachtens danken.

Weiterhin möchte ich mich bei allen Mitarbeitern und Kollegen des Fachgebiets elektrische Energieversorgungssysteme und KDEE an der Universität Kassel für die Diskussionen, Anregungen und fachliche Unterstützung bedanken. Speziell danke ich Thimo Kleeb und Christian Felgemacher, die mich mit dem experimentellen Teil meiner Arbeit tatkräftig unterstützt haben.

Mein besonderer Dank gilt meinem Mann Jost Wendt, der für mich immer da war und auf den ich mich immer verlassen kann. Er war mir mit seinen Ideen, Problemstellungen, Korrekturen sowie der Erörterung der aufgetretenen Fragen behilflich. Seine Motivation gab mir stets Anlass, an den Erfolg meiner Untersuchungen zu glauben. Ich danke ihm für seinen liebevollen Zuspruch und sein Durchhaltevermögen, für die hilfreichen Anregungen und Diskussionen - ohne ihn hätte es diese Arbeit nicht gegeben!

## Kurzfassung

Wenn sich in einem wichtigen Bereich der Elektrotechnik ein neues Halbleitermaterial zu etablieren beginnt, weckt dies einerseits Erwartungen der Wirtschaft und Industrie, andererseits kann es eine erhebliche Herausforderung für die Hersteller bedeuten. Nachdem Gallium-Nitrid erstmalig vor 20 Jahren als Transistor verwendet wurde und seit über einer Dekade serienmäßig in der Hochfrequenztechnik eingesetzt wird, erobert es nun die Leistungselektronik. Die ausschlaggebenden Kriterien sind hier die Verwendbarkeit bei höheren Betriebstemperaturen, die Energieeffizienz und die Reduzierung von Größe und Gewicht durch den Betrieb bei höheren Schaltfrequenzen.

Die vorliegende Arbeit basiert auf der Motivation zunächst einen möglichst breit angelegten Überblick des ständig wachsenden Angebotsspektrums zu geben, das mittlerweile durch die vielfältigen Varianten der verfügbaren Transistoren an Übersichtlichkeit etwas verloren hat. Nach einer ausführlichen Erläuterung der physikalischen und elektrischen Eigenschaften, werden die jeweiligen Typen in überschaubaren Abschnitten beschrieben und im Anschluss tabellarisch zusammengefasst.

Die elektrischen Eigenschaften der hier ausgewählten EPC 2010 eGaN-HFETs (200 V Spannungsklasse) werden eingehend diskutiert. Das Schaltverhalten der eGaN-HFETs in einem Synchron-Tiefsetzsteller wird untersucht und modelliert. Eine Analyse aller in den GaN-FETs entstehenden Verlustleistungen wird durchgeführt. Zur Abschätzung der dynamischen Verlustleistungen wird eine analytische Methode umgesetzt und weiter entwickelt.

Um die Vorteile der erhöhten Schaltfrequenzen nutzen zu können, erfolgt eine sehr ausführliche Betrachtung der notwendigen magnetischen Komponenten, deren Auswahl- und Verwendungskriterien im Detail untersucht, evaluiert und aufgegliedert werden. Diese werden im praktischen Teil ausgiebig in Verbindung mit den GaN-Transistoren ausgesucht und messtechnisch bewertet. Theoretische Betrachtungen hinsichtlich der Grenzen, die magnetische Bauelemente schnell schaltenden Halbleitern auferlegen, werden durchgeführt.

Da die untersuchten Niedervolt-GaN-HFETs quasi kein Gehäuse haben, ist eine korrekte Strommessung nicht realisierbar. Am praktischen Beispiel eines Synchron-Tiefsetzstellers werden zwei experimentelle Methoden entwickelt, mit deren Hilfe die Verlustleistungen in den EPC 2010 eGaN-HFETs ermittelt werden. Anschließend wird das Verbesserungspotential der GaN-Leistungstransistoren erläutert sowie deren Anwendungsbereiche diskutiert.

## **Abstract**

When a new semiconductor material begins to be established in an important area of electrical engineering, then, on the one hand, this raises the expectations of business and industry; on the other hand it can be a significant challenge for manufacturers. After gallium nitride was first used 20 years ago as a transistor and has been used regularly for more than a decade in RF-technology, it is now conquering the area of power electronics. The key criteria here are the usability at higher operating temperatures, the energy efficiency and the reduction in size and weight by operating at higher switching frequencies.

The Paper presented here is based on the motivation first to give a broad overview of the ever-growing spectrum of commercially available devices, which has now lost somewhat in clarity due to the many variants of the available transistors. After a comprehensive explanation of the physical and electrical characteristics, the individual types are described in manageable sections and then summarised in a table.

The electrical properties of the selected EPC 2010 eGaN HFETs (200V rated voltage) are discussed in detail. The switching behaviour of eGaN HFETs in a synchronous buck converter is analysed and modelled. An analysis of all power losses emanating in the GaN-FET is performed. An analytical method is implemented and further developed to estimate the dynamic power dissipation.

In order to take advantage of the increased switching frequencies, a very detailed consideration of the necessary magnetic components is carried out. Their selection and operating criteria is investigated in detail, then evaluated and broken down. In the practical part these are extensively selected in conjunction with the GaN transistors and evaluated by measurement. Theoretical considerations regarding the limits that magnetic components impose on fast switching semiconductors are performed.

Since the investigated low-voltage GaN HFETs have virtually no housing, a conventional current measurement is not feasible. With the practical example of a synchronous buck converter, two experimental methods are being developed that will help determine the power losses in the EPC 2010 eGaN HFETs which are then compared with the modelled results. Subsequently, the potential for improvement of GaN power transistors will be considered and their areas of application discussed.



---

## Inhaltsverzeichnis

<b>1 Einführung</b>	<b>1</b>
1.1 Überblick	1
1.2 Motivation und Zielsetzung	2
1.3 Aufbau der Arbeit	3
<b>2 Physikalische Grundlagen GaN-basierter Leistungstransistoren</b>	<b>5</b>
2.1 Eigenschaften von GaN und deren Vergleich mit Si und SiC	5
2.2 Physikalische Erscheinungen in GaN-Bauelementen	7
2.2.1 Halbleiter-Heteroübergang	7
2.2.2 Spontane und piezoelektrische Polarisation	10
2.2.3 Zweidimensionales Elektronengas und seine Eigenschaften	11
2.2.4 Funktionsweise eines auf 2DEG basierten Transistors	12
2.3 Zusammenfassung	14
<b>3 Stand der Technik bei GaN-basierter Leistungstransistoren</b>	<b>15</b>
3.1 Wichtige Aspekte bei GaN-basierten Transistoren	15
3.1.1 Substrate	15
3.1.2 Bahnwiderstand (Einschaltwiderstand) $R_{ds\ on}$	16
3.1.3 Dynamischer Widerstand	16
3.1.4 Bidirektionales Schalten und aktive Rückwärtsdioden-Funktion	17
3.1.5 Betriebsart bei GaN-basierten Transistoren	17
3.1.6 Durchbruchsspannung	18
3.1.7 Leckströme	18
3.2 Entwicklungsforgang bei GaN-basierten Leistungstransistoren	19
3.2.1 Prinzipieller Aufbau eines lateralen AlGaN/GaN Transistors	19
3.2.2 AlGaN/GaN Transistoren mit isoliertem Gate	20
3.2.3 AlGaN/GaN Transistoren mit einer Anpassungsschicht	22
3.2.4 AlGaN/GaN Transistoren mit überlappendem Gate	22
3.2.5 AlGaN/GaN-Transistoren mit Feldplattenstrukturen	23
3.2.6 AlGaN/GaN-Transistoren mit „Island“-Technologie	24
3.2.7 AlGaN/GaN-Transistoren mit Gate-Absenkung	24
3.2.8 AlGaN/GaN-Transistoren mit einem getrennten Gate	25

3.2.9	AlGaN/GaN-Transistoren mit mehreren Heteroübergängen	26
3.2.10	AlGaN/GaN-Transistoren mit unterschiedlichen Pufferschichten	26
3.2.11	Weitere Strukturen	27
3.2.12	Problemstellen und Grenzen der Technologie lateraler AlGaN/GaN-HFETs	27
3.3	Kommerzielle GaN-basierten Leistungstransistoren	28
3.4	Anwendungsbezogener Vergleich AlGaN/GaN-Leistungstransistoren versus Si- und SiC-Pendants	31
3.5	Zusammenfassung	32
<b>4</b>	<b>Verlustbetrachtungen in EPC 2010 eGaN<sup>®</sup> HFETs in einem Synchron-Tiefsetzsteller</b>	<b>33</b>
4.1	Charakteristika und experimentelle Untersuchung der eGaN <sup>®</sup> FET	33
4.1.1	Schwellenspannung und Einfluss der Millerkapazität	34
4.1.2	Ansteuerung des Gates und Gate-Source-Charakteristika	35
4.1.3	Leckströme im Sperrzustand	35
4.1.4	Schaltgeschwindigkeit	36
4.1.5	Auswirkung der Streuinduktivitäten auf die eGaN <sup>®</sup> FETs	37
4.2	Allgemeine Verlustbetrachtungen	39
4.2.1	Statische Verluste	39
4.2.2	Dynamische Verluste	40
4.3	Modellierung des Schaltverhaltens der EPC2010 eGaN <sup>®</sup> FETs in einem Synchron-Tiefsetzsteller	42
4.4	Theoretische Abschätzung der Verlustleistungen in den eGaN <sup>®</sup> FETs in einem Synchron-Tiefsetzsteller	52
4.4.1	Statische Verluste in den EPC 2010 eGaN <sup>®</sup> FETs	52
4.4.2	Dynamische Verluste in den EPC 2010 eGaN <sup>®</sup> FETs	53
4.5	Zusammenfassung	61
<b>5</b>	<b>Hochfrequentes Schalten und magnetische Bauelemente</b>	<b>63</b>
5.1	Betrachtungen zur Auslegung der Speicherdrossel	63
5.1.1	Speicherdrosseln ohne Kern	63
5.1.2	Speicherdrossel mit Kern	66
5.2	Hochfrequentes Schalten: Verluste in magnetischen Bauelementen	67
5.2.1	Wicklungsverluste	67
5.2.2	Kernverluste	70



5.3	Evaluierung magnetischer Kernmaterialien für die Anwendung im Synchron-Tiefsetzsteller mit eGaN® FETs im Frequenzbereich von 100 kHz bis 500 kHz	72
5.3.1	Eigenschaften magnetischer Werkstoffe hinsichtlich des Einsatzes in hochfrequenten Anwendungen in der Leistungselektronik	72
5.3.2	Ermittlung der Induktivitäten im Synchron-Tiefsetzsteller mit eGaN® FETs für einen Frequenzbereich von 100 kHz bis 500 kHz	74
5.3.3	Festlegung der Randbedingungen für die Speicherdrossel	75
5.3.3.1	Randbedingungen der Anwendung	75
5.3.3.2	Randbedingungen für die Abmessungen des Rindkerns	75
5.3.3.3	Darstellung der Gesamtverluste der Speicherdrossel in Abhängigkeit von den Parametern $a$ und $b$	77
5.3.3.4	Festlegung der Begrenzung durch den Füllfaktor	79
5.3.3.5	Abhängigkeit der Windungszahl vom Innenradius $R$ bei verschiedenen Frequenzen	81
5.3.3.6	Festlegung der Randbedingung der Begrenzung durch die Sättigung	83
5.4	Auswahl der magnetischen Ringkerne nach experimenteller Auswertung	88
5.5	Setzen magnetische Bauelemente der Schaltfrequenz Grenzen?	90
5.6	Zusammenfassung	94
<b>6</b>	<b>Experimentelle Ermittlung der Verlustleistungen: Planung, Durchführung, Auswertung</b>	<b>95</b>
6.1	Messungen bei hoher Flankensteilheit und hohen Frequenzen	95
6.2	Überlegungen zu Messgenauigkeiten und -fehlern	97
6.3	Versuchsplanung und Auswertungsmethoden	98
6.3.1	Passive Versuchsplanung	99
6.3.2	Aktive Versuchsplanung	99
6.4	Testmethoden und –aufbauten	102
6.4.1	Kalorimetrische Methode	103
6.4.2	Methode mit Luftspulen	105
6.5	Verlustbetrachtungen in den Leitungen	106
6.5.1	Verluste durch Leitungs- und Kontaktwiderstände	106
6.5.2	Verluste in der Leiterplatte	107
6.5.3	Verlustbetrachtungen in den Kondensatoren	108

6.6	Ergebnisse aus den Messungen nach der kalorimetrischen Methode	109
6.6.1	Untersuchung der Effizienz einer Synchron-Tiefsetzsteller-Schaltung mit eGaN® FETs bei Speicherdrosseln aus diversen Kernmaterialien	109
6.6.2	Ermittlung der Drosselverluste bei verschiedenen magnetischen Kernmaterialien	112
6.6.3	Analyse der ermittelten Verlustleistungen in den eGaN® FETs	113
6.7	Experimentelle Ergebnisse aus den Messungen mit den Luftspulen	114
6.7.1	Ermittlung der Verluste in den Luftdrosseln	114
6.7.2	Ermittlung der Verluste in den Halbleitern	116
6.8	Zusammenfassung der Messergebnisse	122
<b>7</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>123</b>
	<b>Literatur- und Quellenverzeichnis</b>	<b>xi</b>
	<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>xxv</b>
	<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>xxxii</b>
	<b>Formelzeichen und Begriffsdefinitionen</b>	<b>xxxiii</b>
	<b>Eidesstattliche Erklärung</b>	<b>xxxix</b>

## 1. Einführung

Die vorliegende Arbeit ist der Forschung an Niedervolt-EPC-eGaN-FETs gewidmet und verfolgt das Ziel, die Verlustleistungen in den GaN-Schaltern in einem Synchron-Tiefsetzsteller anhand verschiedener Methoden (analytischen und experimentellen) zu ermitteln. Ebenfalls gilt es, einen effizienten Einsatz der GaN-Transistoren bei hohen Schaltfrequenzen in der Leistungselektronik unter Berücksichtigung der Auswirkung der magnetischen Bauelemente zu evaluieren.

### 1.1. Überblick

Gegenwärtig erfahren GaN-basierte Leistungshalbleiter eine rasante Entwicklung sowohl in wissenschaftlicher als auch in industrieller Hinsicht. Eine vorteilhafte Zusammensetzung chemisch-physikalischer Eigenschaften von GaN öffnet diesem Material weite Perspektiven zu dessen Einsätzen in verschiedenen Bereichen der Elektronik und vor allem in der Leistungselektronik.

Die hohe Sättigungsgeschwindigkeit der Elektronen im zweidimensionalen Elektrogenas in Verbindung mit hoher Durchbruchspannung sowie einer guten thermischen und chemischen Resistenz ermöglicht die Herstellung hochfrequenztauglicher Leistungstransistoren. Potentielle Anwendungen von GaN-basierten Bauelementen bei höheren Frequenzen und Temperaturen machen das Galliumnitrid zu einer sinnvollen Alternative zu Silizium in einigen Spannungsklassen für bestimmte Anwendungen, bei denen es sich um höhere Sperrschichttemperaturen handelt bzw. um eine Reduzierung der Gerätegröße und des Systemgewichts durch die Verringerung der passiven Bauelemente geht. Im kommerziellen Bereich sind bis jetzt nur laterale Bauelemente verfügbar, was einerseits deren Einsatz durch die limitierte Sperrspannung begrenzt, andererseits jedoch größere Integrations-Möglichkeiten verspricht, da mehrere Transistoren bzw. Dioden auf einem Chip untergebracht werden können. Aufbau- und Verbindungstechnik für GaN-Bauelemente steht jedoch erst ganz am Anfang und birgt noch große Herausforderungen. Neue Gehäuse für GaN-basierte Halbleiter müssen nicht nur den hohen Temperaturen standhalten, um die Ausnutzung höherer Sperrschichttemperaturen zu ermöglichen, sondern auch sehr kleine parasitäre Induktivitäten besitzen, um die Überspannungen zu reduzieren. EMV-Anforderungen dürfen sowohl bei der Gehäusetechnik wie auch beim Design des ganzen Systems mit GaN-Bauelementen nicht außer Acht gelassen werden.

Im Bereich leistungselektronischer Anwendungen werden GaN-Transistoren hauptsächlich in Forschungsprojekten untersucht, sie sind jedoch im Kommen und werden nach und nach auch in der Industrie in Prototypen eingesetzt. Bei allen Vorteilen, die GaN-basierte Bauelemente zeigen, ist hohe Energieeffizienz, zufriedenstellende

elektromagnetische Verträglichkeit sowie ausreichende Zuverlässigkeit der leistungselektronischen Baugruppen und Systemen zu beachten.

Der Grad der Energieeffizienz ist von den Verlusten abhängig, die hauptsächlich durch statische und dynamische Verluste bestimmt werden. Die theoretische Schaltfrequenzgrenze wird durch die dynamischen Verluste limitiert. Durch die Vorteile des Galliumnitrids bieten GaN-Leistungstransistoren eine bessere Performance. Durch eine Erhöhung der Schaltfrequenz können kleinere passive Komponenten wie Spulen und Transformatoren verwendet werden und damit einen indirekten Einfluss auf die Wirtschaftlichkeit des Gesamtsystems haben. Höhere Leistungsdichten können nicht nur mit hohen Frequenzen sondern auch unter Ausnutzung der Hochtemperaturlangleichheit von GaN-basierten Leistungstransistoren erreicht werden.

Um dem Trend der Miniaturisierung von Stromrichtern in der Umrichter-technik standzuhalten, sind Leistungstransistoren auf Basis von GaN unverzichtbar für verlustoptimierte und kompakte Umrichter in bestimmten Anwendungsbereichen, da sie eine erhebliche Verringerung der Schalt- und Durchlassverluste bei einer Erhöhung der Schaltfrequenzen versprechen.

Chancen und Risiken, die beim Einsatz GaN-basierter Leistungstransistoren in leistungselektronischen Anwendungen liegen, lassen sich noch nicht mit einer hundertprozentigen Sicherheit einschätzen. Um jedoch den Anschluss nicht zu verpassen, ist es wichtig in die Forschung neuer Technologien zu investieren.

## **1.2. Motivation und Zielsetzung**

Nachdem Galliumnitrid erstmalig vor 20 Jahren als Transistor verwendet wurde und seit über einer Dekade serienmäßig in der Hochfrequenztechnik eingesetzt wird, erobert es nun die Leistungselektronik. Vorteilhafte Eigenschaften von GaN-Halbleitern ermöglichen schnelles Schalten und eine Erhöhung der Schaltfrequenzen, was zur Größen- und Gewichts-Reduzierung führt. Bereits heute ist ein äußerst interessantes Spektrum an Anwendungen für GaN-Halbleiter erkennbar. Überall dort, wo es um die Optimierung der Größe, des Gewichts oder der Verlustwärmeerzeugung geht, wird GaN eine Option sein.

Halbleiter-Schalter für leistungselektronische Anwendungen müssen einen geringen Einschaltwiderstand, eine hohe Durchbruchspannung sowie eine große Stromtragfähigkeit besitzen. GaN-basierte Leistungstransistoren sind aufgrund ihrer Materialeigenschaften für den Einsatz in der Leistungselektronik gut geeignet. Diese Arbeit liefert einen Überblick über die physikalischen Eigenschaften des Galliumnitrids sowie über die zugrunde liegenden physikalischen Erscheinungen in den GaN-basierten Leistungstransistoren, die sich von der Physik der Si-Bauelemente unterscheiden. Ausgehend vom Stand der Technik werden die neuartigen Entwicklungen bei diesen Bauelementen systematisch analysiert und verglichen. Der Leser findet

hier eine bislang so noch nicht verfügbare Übersicht, die das breite Technologie-Spektrum verdeutlicht.

Ein wesentlicher Aspekt dieser Arbeit ist die Entwicklung und Umsetzung von Methoden zur experimentellen Ermittlung der Verlustleistungen in den eGaN-HFETs (Spannungsklasse 200 V) der Firma EPC. Insbesondere bei hohen Schaltfrequenzen bieten GaN-Transistoren erhebliche Vorteile. Da der Begriff „hochfrequent“ in diversen Bereichen der Elektrotechnik unterschiedlich definiert ist, steht man vor der Herausforderung in Erfahrung zu bringen, wie weit man bei den Stromrichtern kleiner Leistung die Frequenz erhöhen kann, um im harten Schaltbetrieb noch hohe Wirkungsgrade (>95%) zu erreichen. Um dies herauszufinden, müssen durch Schaltvorgänge hervorgerufene frequenzabhängige Verlustleistungen modelliert und evaluiert werden. Die experimentelle Ermittlung der Verlustleistungen in den Niedervolt-eGaN-HFETs unterscheidet sich von den bekannten Methoden, da, aufgrund eines extrem niederinduktiven Aufbaus, eine konventionelle Strommessung, die für die Berechnung der Verlustleistung notwendig wäre, nicht möglich ist, ohne dabei die Messergebnisse wesentlich zu beeinflussen. Aus den ermittelten Verlustleistungen ist zurückzuführen, bei welchen optimalen Schaltfrequenzen eine hohe Effizienz der Schaltung bei hartem Schalten zu vertreten ist.

Da bei höheren Schaltfrequenzen das ganze Stromrichter-System in Bezug auf hohe Effizienz eingehend betrachtet werden muss, stellt sich in diesem Zusammenhang die Frage nach Schaltfrequenz-Grenzen, die sowohl durch die Halbleiterbauelemente selbst wie auch durch passive und darunter in erster Linie durch die magnetischen Komponenten bedingt sind. Dabei werden magnetische Bauelemente, die in den Schaltungen mit GaN-Transistoren verwendet werden, eingehend analysiert und experimentell untersucht.

### **1.3. Aufbau der Arbeit**

Die vorliegende Arbeit gliedert sich wie folgt:

Das zweite Kapitel befasst sich mit den physikalischen Eigenschaften GaN-basierter Leistungstransistoren. In diesem Kapitel werden zunächst Materialeigenschaften von GaN, SiC und Si verglichen, und schließlich die physikalischen Erscheinungen in GaN-Bauelementen diskutiert.

Im dritten Kapitel werden eingangs die Charakteristika von GaN-Transistoren erläutert. Die neuartigen Strukturen der GaN-basierten Transistoren aus Publikationen der letzten Jahre werden systematisch dargestellt und wesentliche Unterschiede zwischen verschiedenen Strukturen analysiert. Eine zusammenfassende Übersicht über den Stand der Technik der modernen GaN-basierten Leistungstransistoren, die auf dem kommerziellen Markt verfügbar sind bzw. bald verfügbar sein werden, rundet dieses Kapitel ab.

Das vierte Kapitel beschäftigt sich mit den elektrischen Eigenschaften von GaN-basierten Leistungstransistoren am Beispiel der EPC2010 eGaN® FETs. Charakteristika aus experimentellen Untersuchungen der eGaN® FETs zur Beschreibung der elektrischen Eigenschaften eGaN® FETs werden dargelegt und evaluiert. Für die topologischen Untersuchungen wird ein Synchron-Tiefsetzsteller ausgewählt. Es wird das Schaltverhalten der eGaN-HFETs in einem Synchron-Tiefsetzsteller analysiert und modelliert sowie die Verlustleistungen analytisch ermittelt.

Das fünfte Kapitel befasst sich mit der Problematik der in der Leistungselektronik unvermeidbaren magnetischen Bauelemente, die bei hohen Schaltfrequenzen zur Minderung des Wirkungsgrads erheblich beitragen und ebenfalls hohen Anforderungen genügen müssen. Speicherdrosseln aus verschiedenen magnetischen Materialien zum Einsatz in einem Synchron-Tiefsetzsteller werden hergestellt und messtechnisch auf verschiedene Aspekte hinsichtlich des Einsatzes zusammen mit GaN-Transistoren untersucht. Ein Modell zur Evaluierung magnetischer Kernmaterialien wird erstellt und validiert. Es werden unterschiedliche Materialien untersucht, die sich für ein hochfrequentes effizientes Schalten besonders gut eignen sollen. Eigenschaften der Luftdrosseln, die für messtechnische Zwecke zum Einsatz in den Schaltungen mit GaN-Transistoren kommen, wurden dargestellt und analysiert.

Im sechsten Kapitel werden EPC2010 eGaN® FETs in einem Synchron-Tiefsetzsteller bei hartem Schalten im Frequenzbereich von 100 kHz bis 500 kHz hinsichtlich der Effizienz untersucht und analysiert. Da sich die Strommessungen bei schnell schaltenden Transistoren niederinduktiven Aufbaus als problematisch erweisen, wurden zur experimentellen Ermittlung der Verlustleistungen in den GaN-HFETs zwei Methoden entwickelt, die frequenzabhängige Verlustleistungen in den GaN-FETs indirekt bestimmen. Die erste basiert auf dem kalorimetrischen Prinzip der Verlustleistungsmessung der Speicherdrosseln mit diversen magnetischen Kernen; bei der zweiten kommen Luftdrosseln zum Einsatz. Der Testaufbau und die Durchführung der experimentellen Untersuchungen werden beschrieben. Beim Einsatz von Speicherdrosseln aus verschiedenen magnetischen Kernen wird die Auswirkung dieser Bauteile auf den Gesamtwirkungsgrad des Systems erforscht. Nachfolgend werden die Verlustleistungen in den GaN-FETs aus den durchgeführten Messreihen unter Berücksichtigung aller anderen Verluste bestimmt und mithilfe statistischer Verfahren ausgewertet. Anschließend werden weitgehende Schlussfolgerungen zum Einsatz dieser neuen Bauelemente in hochfrequenten Anwendungen gezogen.

Im siebten und letzten Kapitel werden die wesentlichen Aussagen der vorliegenden Dissertation zusammengefasst und ein Ausblick in die Zukunft gegeben.

## 2. Physikalische Grundlagen GaN-basierter Leistungstransistoren

In diesem Kapitel werden die physikalischen Eigenschaften des Galliumnitrids erörtert, die für das Verstehen der Funktionsweise der darauf basierten leistungselektronischen Bauelemente von Wichtigkeit sind. Sie werden mit den entsprechenden Eigenschaften von Silizium und Siliziumkarbid verglichen. Ebenfalls werden die durch die GaN-Eigenschaften verursachten physikalischen Phänomene erklärt, die die Grundlage für GaN-basierte Leistungstransistoren bilden.

### 2.1. Eigenschaften von GaN und deren Vergleich mit Si und SiC

Das Material Galliumnitrid besteht aus Gallium (Ga) und Stickstoff (N) und gehört zu der Gruppe III-V-Verbindungshalbleiter. Die dreidimensionalen Kristalle von GaN können nur bei einem extrem hohen Druck hergestellt werden, sind jedoch sehr kostspielig und finden daher keine praktische Anwendung. Demzufolge wird GaN üblicherweise als eine Schicht auf Substraten gezüchtet [1].

Die elektrischen Eigenschaften von GaN sind sowohl von den Materialeigenschaften wie auch vom Herstellungsprozess abhängig [2]. Die meisten elektrischen Eigenschaften (Durchbruchfeldstärke, Elektronenbeweglichkeit und Sättigungsgeschwindigkeit) werden durch die Bandstruktur bestimmt. Ein größerer Bandabstand bestimmt die kritische Durchbruchfeldstärke, die bei GaN zwischen 3,0 und 3,5 MV/cm liegt [3], und verspricht eine höhere mögliche Sperrschichttemperatur.

Der thermische Zustand eines Materials kann durch den thermischen Ausdehnungskoeffizienten, die spezifische Wärme und die Wärmeleitfähigkeit beschrieben werden. Alle thermischen Eigenschaften werden hauptsächlich durch die Gittereigenschaften bestimmt. Aufgrund eines verhältnismäßig hohen thermischen Ausdehnungskoeffizienten zeigt GaN eine stabile Gittereigenschaft bezüglich Temperaturänderungen. Die Wärmeleitfähigkeit von epitaktisch gewachsenem GaN ist vergleichbar mit der Wärmeleitfähigkeit des Siliziums.

Die Frage nach dem besten Halbleitermaterial für Hochleistungsanwendungen ist in mehreren Veröffentlichungen gestellt und Problemstellungen wurden eingehend erörtert [4], [5], [6], [7], [8], [9], [10], [11]. Wichtige Eigenschaften von Si, SiC und GaN sind mit Quellenangaben in *Tabelle 2. 1* zusammengefasst. Eine breite Spanne an Werten ergibt sich womöglich durch verschiedene Kristallqualität, Testbedingungen oder Berechnungsmethoden. Besonders bei GaN und SiC sind die Differenzen bei den einzelnen Parametern nicht unerheblich.

Parameter	Zeichen	Einheit	GaN	4H-SiC	Si
elektrische Eigenschaften					
Direkter / Indirekter HL	D / I		D	I	I
Bandabstand	$E_g$	eV	3,39 – 3,503 <sup>[12, 13, 3, 5, 14, 8, 15, 16, 17, 18]</sup> , 3,4 <sup>[19]</sup> , 3,45 <sup>[20]</sup> , 3,5 <sup>[21]</sup>	3,25 <sup>[3]</sup> , 3,26 <sup>[12, 5, 8, 15, 16]</sup> , 3,285 <sup>[11]</sup>	1,12 <sup>[3, 5, 15, 16]</sup>
Elektronenaffinität	$\chi$	eV	4,1 <sup>[17]</sup>	3,22 <sup>[11]</sup>	4,05 <sup>[22]</sup>
Kritische Durchbruchfeld-Stärke	$E_c$	MV/cm	2 <sup>[23, 5]</sup> , 3 <sup>[15]</sup> , 3,0 – 3,5 <sup>[3]</sup> , 3,3 <sup>[12, 16]</sup> , 3,3 – 5 <sup>[17]</sup> , 5 <sup>[24]</sup>	2,2 <sup>[12, 5, 16]</sup> , 3,18 <sup>[3]</sup> , 2 <sup>[15]</sup> , 2-80 <sup>[11]</sup>	0,23 <sup>[12, 16]</sup> , 0,3 <sup>[22, 3, 5, 15]</sup>
Elektronen-Beweglichkeit	$\mu_n$	cm <sup>2</sup> /V·s	600-900 <sup>[15]</sup> , 800 <sup>[17]</sup> , 900 <sup>[3, 8]</sup> , 1000 <sup>[25]</sup> , 1150 <sup>[26]</sup> , 1180 <sup>[27]</sup> , 1200 <sup>[28]</sup> , 1250 <sup>[5]</sup> , 1500 <sup>[12]</sup> , 1200 – 4000 <sup>[29]</sup>	400 <sup>[11]</sup> , 700 <sup>[3]</sup> , 720 <sup>[8, 15]</sup> , 950 <sup>[12, 17]</sup>	1400 <sup>[12, 3, 17]</sup> , 1350 <sup>[8, 15]</sup>
Sättigungsgeschwindigkeit	$v_{sat}$	10 <sup>7</sup> cm/s	1-1,2 <sup>[5]</sup> , >1,5 <sup>[24]</sup> , 2,5 <sup>[23, 3, 8, 15]</sup>	2 <sup>[3, 5, 8, 15]</sup> , 2,2-8 <sup>[11]</sup>	1 <sup>[8, 15]</sup> , 2,2 <sup>[5, 20]</sup>
thermische Eigenschaften					
Thermischer Ausdehnungskoeffizient	$\alpha$	10 <sup>-6</sup> K <sup>-1</sup>	5,4 – 7,2 <sup>[3]</sup> , 5,59 <sup>[17]</sup> , 3,17 – 7,75 <sup>[13]</sup>	2,39-4,68 <sup>[11]</sup> , 4 <sup>[30]</sup> , 5 <sup>[31]</sup> , 5,12 <sup>[3]</sup>	2,6 <sup>[3, 31]</sup>
Spezifische Wärme	$c$	J/g · °C	0,431 <sup>[32]</sup> , 0,49 <sup>[17]</sup>	0,75 <sup>[30]</sup>	0,7 <sup>[22, 17]</sup>
Wärmeleitfähigkeit	$\lambda$	W/cm·K	1,1 <sup>[3]</sup> , 1,5 <sup>[8]</sup> , 3 <sup>[15]</sup> , 1,3 <sup>[33, 13, 5, 20, 17, 24]</sup>	3,5 <sup>[31]</sup> , 3,7 <sup>[11]</sup> , 3,8 <sup>[15]</sup> , 4,5 <sup>[8]</sup> , 4,9 <sup>[20]</sup>	1,5 <sup>[5, 8, 30]</sup> , 1,3 <sup>[3, 15]</sup> , 1,49 <sup>[31]</sup>
Kristalleigenschaften					
Schmelzpunkt	$T_{Schm}$	°C	1773 – 2273 <sup>[13]</sup> , 2500 <sup>[33, 17]</sup>	2300 <sup>[31]</sup>	1414 <sup>[31]</sup> , 1415 <sup>[22]</sup>
Relative Dielektrizitätskonstante	$\epsilon_r$		8,9 – 10,4 <sup>[33, 17]</sup> , 9 <sup>[5, 8, 16]</sup> , 9,5 <sup>[18]</sup> , 9,77 <sup>[21]</sup>	10 <sup>[8]</sup> , 9,7 <sup>[17, 18]</sup> , 7,17 <sup>[11]</sup>	11,8 <sup>[8, 17]</sup> , 11,9 <sup>[22, 5]</sup>
Dichte	$\rho$	g/cm <sup>3</sup>	6,1 <sup>[33, 3]</sup>	3,1 <sup>[22]</sup> , 3,21 <sup>[11]</sup>	2,33 <sup>[22, 3]</sup>

**Tabelle 2. 1:** Charakteristische Daten für Si, 4H-SiC und GaN

Der im Vergleich zu Si und SiC höchste Bandabstand des GaN erlaubt einen Betrieb bei höheren Temperaturen. Bei GaN-Bauelementen sind Betriebstemperaturen bis 500°C ohne thermisches „davonlaufen“ theoretisch möglich. Dies bringt jedoch erst dann einen wirklichen Vorteil, wenn sich die Gehäuse- und Verbindungstechnolo-



gien in diese Richtung weiter entwickelt haben, da sie momentan für höhere Temperaturen nicht ausgelegt sind [34].

Größerer Bandabstand bedeutet auch eine höhere Durchbruchfeldstärke und damit eine höhere Durchbruchspannung. Da die kritische Durchbruchfeldstärke quadratisch in die Formel eingeht, ist die theoretische Grenze der Durchbruchspannung für GaN-Bauelemente ca. 100-fach höher im Vergleich zu Silizium- und etwas höher als SiC-Bauelementen. Eine praktische Realisierung der hohen Durchbruchspannungen ist jedoch aufgrund mehrerer Faktoren (z. B. unerwünschte Speichereffekte) noch nicht möglich. Im Vergleich zu SiC hat GaN eine wesentlich geringere Wärmeleitfähigkeit. GaN-Bauelemente auf einem SiC-Substrat haben eine sehr gute Wärmeableitung, sind jedoch aus Kostengründen nachteilig.

GaN-basierte Bauelemente gehören zu den unipolaren Bauelementen. Die Elektronenbeweglichkeit in GaN ist durchschnittlich; an einem AlGaN/GaN Heterokontakt bildet sich jedoch ein zweidimensionales Elektronengas, in dem die Elektronenbeweglichkeit um das Zweieinhalbfache steigt (s. 2.2.3).

## 2.2. Physikalische Erscheinungen in GaN-Bauelementen

In diesem Unterkapitel werden physikalische Effekte behandelt, die für das Verstehen der Funktionsweise der AlGaN/GaN Transistoren von entscheidender Relevanz sind.

### 2.2.1. Halbleiter-Heteroübergang

Als Heteroübergang wird ein Übergang zwischen zwei verschiedenen Halbleitern bezeichnet, die einen unterschiedlichen Bandabstand haben. Nicht alle Halbleiter mit unterschiedlichem Bandabstand lassen dennoch einen Heteroübergang bilden, sondern nur diejenigen, die sehr ähnliche Gitterkonstanten und thermische Ausdehnungskoeffizienten sowie kompatible Elektronenaffinitäten besitzen. Außerdem dürfen die Bandlücken beider Materialien, die einen Heteroübergang bilden, nicht weit auseinander liegen und die Elektronenaffinität des Materials mit der größeren Bandlücke muss kleiner sein, als die Elektronenaffinität des Materials mit der kleineren Bandlücke. Als besonders geeignet für die Herstellung der Heterostrukturen in der Leistungselektronik hat sich das hochqualitative  $Al_xGa_{1-x}N^1$  mit guten elektrischen Eigenschaften in Kombination mit GaN erwiesen. Die beiden Materialien erfüllen alle oben genannten Kriterien. Die Dicke der GaN-Schicht (auch Pufferschicht genannt) beträgt einige wenige Mikrometer (beispielsweise 2-3  $\mu\text{m}$ ), die Dicke der AlGaN-Schicht (Barriere) liegt bei zwischen 5 nm und 50 nm [29], [28], [35], [36], [37]. Dieses Verhältnis ist eine gute Balance, denn die AlGaN-Schicht muss dick genug sein, um hinreichend Elektronen zu injizieren, und dünn genug sein, um verspannt auf dem Puffer epitaxial aufgebracht zu werden [29].

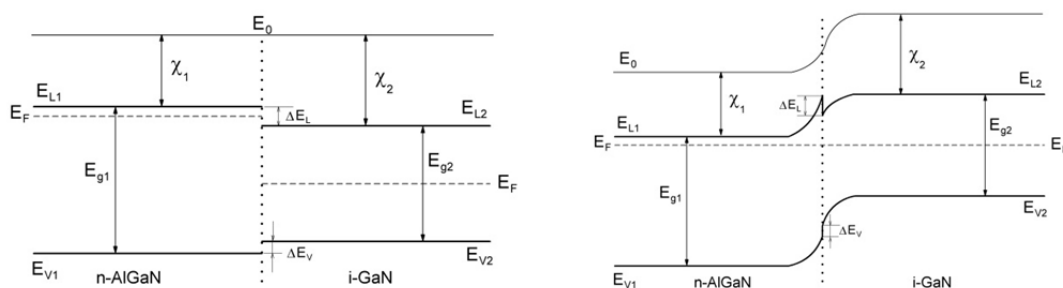
Zur Beschreibung der Vorgänge am Heteroübergang wird das Bändermodell zur Hil-

---

<sup>1</sup> „x“ ist prozentueller Anteil des Materials in der Zusammensetzung.

fe gezogen [8]. Der Bandabstand  $E_g$  und die Fermi-niveaus  $E_F$  unterscheiden sich bei zwei an einem Heteroübergang beteiligten Halbleitern. Wenn zwei Halbleiter mit unterschiedlichen Fermi-Energien in Berührung gebracht werden, entsteht bei Abwesenheit eines Temperaturgradienten eine chemische Kraft, die dazu führt, dass sich die Elektronen aus dem Leitungsband des Halbleiters mit höherem Fermi-niveau in das Leitungsband des Halbleiters mit niedrigerem Fermi-niveau bewegen. Beidseitig der Grenzflächen stellt sich das Fermi-niveau auf denselben Wert ein. Durch entsprechende Dotierungen kann das Fermi-niveau verschoben werden.

Im Nachfolgenden werden Heteroübergänge zwischen n-dotiertem AlGaN sowie undotiertem GaN näher betrachtet<sup>2</sup>. Das undotierte GaN als Pufferschicht weist einen sehr hohen Widerstand auf [29]. Der Bandabstand des AlGaN wird mit  $E_{g1}$  und des GaN mit  $E_{g2}$  bezeichnet. Nachdem die beiden Halbleiter in Berührung gebracht sind, wird das Diffusionsgleichgewicht durch den Elektronenfluss von links (AlGaN) nach rechts (GaN) erreicht. Dadurch entstehen positive Überschussladungen auf der Seite von AlGaN und negative Überschussladungen auf der GaN-Seite. Dieser Ausgleich der Ladungsträger führt ebenfalls dazu, dass sich die Leitungs- und Valenzbänder der beiden Halbleiter einander anpassen, was zu Bandverbiegungen im Bereich der Grenzfläche führt. Durch die verschiedenen Bandlücken ergeben sich die Leitungsbanddiskontinuität  $\Delta E_L$  und die Valenzbanddiskontinuität  $\Delta E_V$ , die wie Potentialbarrieren für die Ladungsträger wirken. In *Abb. 2. 1* ist ein schematischer Bandverlauf bei einem Heteroübergang zwischen n-dotiertem AlGaN und undotiertem GaN dargestellt.



**Abb. 2. 1:** Schematischer Bandverlauf eines Heteroübergangs zwischen n-AlGaN und i-GaN; vor (links) und nach (rechts) Einstellung des thermischen Gleichgewichts (basierend auf [22])

Bei den dargestellten Heteroübergängen entstehen Banddiskontinuitäten, die wie ein Potentialtopf<sup>3</sup> wirken, in dem den Elektronen nur bestimmte quantisierte Energiezustände zur Verfügung stehen. Die Elektronen ordnen sich ihren Welleneigenschaften unter und gelangen in den Teil des Potentialtopfs, der der ersten Halbwellenlänge des Elektrons entspricht. Sie können sich nicht weiter in die Tiefe des Potentialtopfs bewegen, denn die Quantenmechanik besagt, dass die Wahrscheinlichkeit gleich Null ist, einen Bereich zu erreichen, der kleiner ist als ihre Halbwellenlänge

<sup>2</sup> Heteroübergänge mit n-AlGaN und p-GaN finden in der Leistungselektronik keine Verwendung.

<sup>3</sup> Unter einem Potentialtopf (auch Quantentopf, eng. *quantum well*) versteht man einen Potentialverlauf, durch den die Bewegungsfreiheit der Teilchen in einer Dimension eingeschränkt ist.

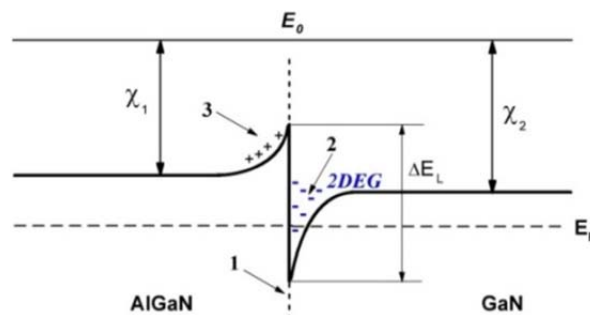
[38]. Die Höhe der Potentialbarriere wird durch die Leitungsbanddiskontinuität und letztendlich durch die Differenz der Elektronenaffinität beider Materialien bestimmt:

$$\Delta E_L = \chi_2 - \chi_1 \quad (2.1)$$

Die Valenzkanten beider Materialien bilden am Heteroübergang eine Valenzbanddiskontinuität, die durch die Differenz der Bandabstände und der Elektronenaffinitäten bestimmt wird:

$$\Delta E_V = (E_{G_1} - E_{G_2}) - (\chi_2 - \chi_1) \quad (2.2)$$

Da sich die Ladungsträger senkrecht zur Schicht befinden, sammeln sie sich in einem Quantenfilm, in dem ihre Bewegungsfreiheit auf zwei Dimensionen eingeschränkt ist. Die Formung des Potentialtopfs und damit des zweidimensionalen Elektronengases (2DEG) ist in einer vergrößerten Darstellung in *Abb. 2. 2* gezeichnet.



**Abb. 2. 2:** Quantenmechanische Darstellung des Potentialtopfs und Bildung des 2DEG (basierend auf [22]):

- 1 - Grenze des Heteroübergangs
- 2 - Potentialtopf für Elektronen auf der Seite von GaN
- 3 - Potentialbarriere auf der Seite von AlGaIn

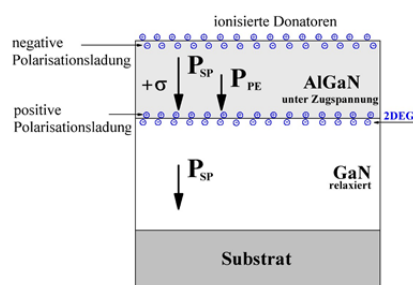
Entsprechend dem Energiebandschema des Heteroübergangs AlGaIn/GaN (*Abb. 2. 2*) bildet sich im GaN an der Grenze (1) zum AlGaIn eine Elektronen-Anreicherungsregion (2). Quantenmechanisch gesehen, besitzen diese Elektronen ein energetisches Minimum. Diese Elektronen verlassen die Region (3), die sich auf der Seite der AlGaIn-Schicht befindet, die ihrerseits den Übergang mit den Ladungsträgern versorgt. Demzufolge bildet sich in diesem Gebiet eine verarmte Schicht, die eine überschüssige positive Ladung an unkompensierten Donatoren besitzt. Die räumliche Trennung zwischen diesen ionisierten Donatoren und sich freibewegenden Elektronen ermöglicht eine hohe Konzentration der Ladungsträger gleichzeitig mit hohen Werten ihrer Mobilität [39]. In schwachen elektrischen Feldern können die Elektronen jedoch die Potentialbarriere nicht überwinden und können daher nur parallel zu der Übergangsgrenze verharren. Indem sich die Elektronen frei in zwei anderen Dimensionen (Länge und Breite) bewegen, formen sie quasi eine Fläche aus. Das Material, in dem sich die freien Ladungsträger ansammeln (GaN), wird entweder nicht dotiert oder schwach n-dotiert. Das führt dazu, dass die Elektronenstreuung an den Donatoren und Störstellen minimal und daher die Elektronenmobilität hoch ist [39]. Diese Elektronen stammen aus

Oberflächenzuständen und zwar aus der AlGaN-Schicht; dies bestätigt sich sowohl durch die quantenmechanischen Überlegungen, die hier nicht weiter aufgeführt werden, wie auch durch eine starke Erhöhung der experimentell nachgewiesenen Elektronendichte in Abhängigkeit vom Al-Gehalt der AlGaN-Schicht [40]. Da die Bewegung der Ladungen in der Fläche stochastisch ist, wurde die Bezeichnung zweidimensionales Elektronengas eingeführt (2DEG) [39]. Zweidimensional bedeutet, dass die Elektronen-Aufenthaltswahrscheinlichkeit in *einer* Dimension quasi Null ist. Als Folge dieser Erscheinung steigt die Elektronenbeweglichkeit.

### 2.2.2. Spontane und piezoelektrische Polarisation

Einen entscheidenden Einfluss auf die Bildung des zweidimensionalen Elektronengases in GaN/AlGaN-Heterostrukturen übt die Polarisation (Ladungsverschiebung) aus [41], [42]. Durch die spontane und piezoelektrische Polarisation verteilen sich Ladungen im sonst neutralen Halbleiter. Physikalisch gesehen, entstehen Polarisationen dadurch, dass Dipole im Inneren des Materials keine Gegendipole finden, und sich zwischen den Ladungen solcher nicht kompensierter Dipole ein elektrisches Feld bildet. Die spontane Polarisation ( $P_{SP}$ ) entsteht durch die fehlende Inversions-Symmetrie [14] und kann nur in Kristallen mit einer oder mehreren polaren Achsen (pyroelektrische Kristalle) auftreten. In  $Al_xGa_{1-x}N$  nimmt die spontane Polarisation mit steigendem Aluminiumgehalt zu. Die piezoelektrische Polarisation ist das Ergebnis mechanischer Spannungen, die sich durch verspanntes Wachstum verschiedener Materialien entwickeln [40]. Die piezoelektrische Polarisation ( $P_{PE}$ ) im GaN wird aufgrund einer bi-axialen Verspannung erzeugt, die dadurch entsteht, dass zwei Materialien mit unterschiedlichen Gitterkonstanten aufeinander wachsen [14]. Durch Erhöhung des Aluminiumanteils steigt die piezoelektrische Polarisation fast linear [21]. Die Richtung der spontanen Polarisation ist durch die Polarität gegeben und die Richtung der piezoelektrischen Polarisation ist von der Art der Spannung (Zug- oder Druckspannung) abhängig. Daher können sich die beiden Polarisationsarten verstärken, kompensieren oder sogar aufheben [43].

Das auf dem Substrat gewachsene GaN zeigt eine spontane Polarisation in Richtung Substrat. Eine auf der relaxierten GaN-Schicht gewachsene dünne verspannte AlGaN-Schicht bildet zusätzlich zu der spontanen Polarisation auch ein piezoelektrisches induziertes Feld (piezoelektrische Polarisation) in dieselbe Richtung (Abb. 2. 3).



**Abb. 2. 3:** Schematische Darstellung der spontanen und piezoelektrischen Polarisationen und Bildung des 2DEG (basierend auf [44])

Einerseits werden AlGa<sub>N</sub>-Atome an der zu GaN angrenzenden Schicht dadurch positiv ionisiert, dass sie ihre Elektronen dieser Schicht abgeben; andererseits zieht diese positive Polarisationsladung zusätzlich freie Elektronen aus der GaN-Schicht an [44]. Die an der Oberfläche von AlGa<sub>N</sub> ionisierten Donatoren kompensieren teilweise die negative Polarisationsladung, dennoch ist das elektrische Feld in der AlGa<sub>N</sub>-Schicht sehr groß. In den AlGa<sub>N</sub>/GaN-Strukturen spielt die spontane Polarisation eine wichtigere Rolle als die piezoelektrische Polarisation [45]. Die Ladungsträger in den Grenzschichten besitzen erheblich höhere Beweglichkeiten, da sie räumlich von den Atomrümpfen, die wie Streuzentren wirken, getrennt sind [21]. Die Polarisation beeinflusst entscheidend die Leitfähigkeit.

### 2.2.3. Zweidimensionales Elektronengas und seine Eigenschaften

Das essenzielle Merkmal eines 2DEG besteht darin, dass sich die Ladungsträger (Elektronen) nur in einer dünnen Schicht, quasi zwei-dimensional bewegen. Die Elektronenbewegung in einer dritten Dimension ist eingeschränkt. Diese Bewegungseinschränkung nennt man eine Dimensionsreduzierung, die von dem Planck'schen Wirkungsquantum, dem Fermi-Impuls und der Fermi-Wellenzahl der Elektronen abhängt [43].

Zu den wichtigsten Kenngrößen des 2DEGs gehört die Ladungsträgerkonzentration. Die maximalen Ladungsträgerdichten<sup>4</sup> sind nicht nur von den Bänderenergien und Polarisierungen abhängig, sondern auch von der Dicke der AlGa<sub>N</sub>-Schicht [21] sowie der Passivierung der Oberfläche. Sie erreichen von  $1 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-2}$  [28] bis zu  $4 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-2}$  [46]. Die Beweglichkeit der Elektronen im 2DEG ist ein weiteres wichtiges Kriterium. Das Fehlen einer Dimension vermindert Zusammenstöße der Elektronen mit den Gitteratomen, was sich positiv auf die Elektronenbeweglichkeit auswirkt [47]. Die Elektronen-Zustandsdichte im 2DEG ändert sich [29] im Vergleich zum GaN-Kristall und die Beweglichkeit der Elektronen steigt erheblich und kann ca. 1700 bis 2000  $\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$  bei Raumtemperatur betragen [21]. Die Elektronenbeweglichkeit wird jedoch durch mehrere Streumechanismen wie z. B. Gitter-, Legierungs-, Versetzungs-, oder Grenzflächenstreuungen limitiert [43]. Gitterstreuungen nehmen stark mit steigender Temperatur zu und begrenzen die Elektronenbeweglichkeit bei höheren Temperaturen. Die Dicke der Raumladungszone errechnet sich aus [48]:

$$d_{RZ} = \sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0\Delta E_L}{e^2 \cdot N_D}} \quad (2.3)$$

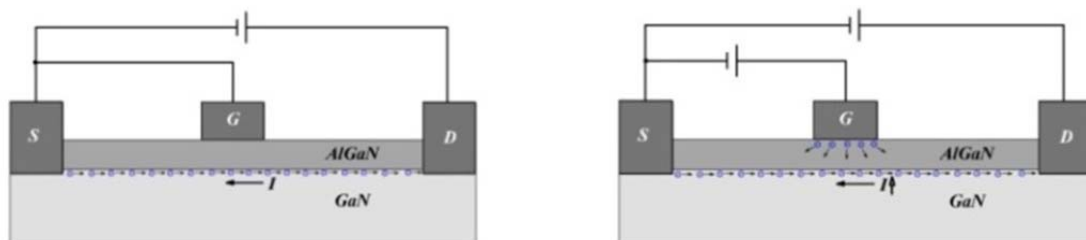
Die Dicke der 2DEG-Schicht kann, je nach Dotierung und Aluminium-Gehalt, von wenigen Nanometern bis zu 10 nm [49] betragen. Die Stromdichten in der 2DEG-Schicht liegen bei ca. 1,4 A/mm [29] bzw. 2,6 A/mm [14].

<sup>4</sup> Damit sind Flächenladungsträgerdichten gemeint und eine Flächenladungsträgerdichte von  $1 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-2}$  entspricht einer Volumenkonzentration von  $2,5 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$  [37].

#### 2.2.4. Funktionsweise eines auf 2DEG basierten Transistors

Die besonderen Eigenschaften des 2DEGs sind dafür prädestiniert, sie in schnellen Schaltern zu verwenden. Eine dünne AlGaN-Schicht, epitaktisch gewachsen auf einer dickeren GaN-Schicht führt zu der Bildung eines Heteroübergangs und damit zur Bildung eines zweidimensionalen Elektronengases in einer Grenzschicht zwischen GaN und AlGaN oder in einem so genannten 2DEG-„Kanal“<sup>5</sup>. Platziert man links und rechts an den Enden zwei Elektroden, die bis zu der AlGaN-GaN-Schicht reichen, und legt man an diesen Elektroden eine Spannung an, dann bewegen sich die Elektronen geordnet und es fließt Strom. Die Umkehrung der angelegten Spannung lässt den Strom in die andere Richtung fließen. In beiden Fällen fließt der Strom durch den gleichen 2DEG-Kanal. Mit dem Hinzufügen einer Ansteuerungs-Elektrode erhält man einen AlGaN/GaN-HFET<sup>6</sup>, dessen Funktionsprinzip auf einem zweidimensionalen Gas basiert. Die Ladungsträgerdichte im 2DEG-Kanal kann durch die Veränderung der Gatespannung, die das elektrische Feld am Heteroübergang ändert, variiert werden, oder, quantenmechanisch gesehen, der Potentialtopf wird, in Abhängigkeit von der angelegten Spannung, entweder „angehoben“ oder „vertieft“. Das führt zur Veränderung der Stromdichte im 2DEG und damit des Drain-Source-Stroms. Die Stromdichten in verschiedenen Anwendungen liegen bei 300 A/cm<sup>2</sup> [36] sowie 460 A/cm<sup>2</sup> [36] und bis zu 850 A/cm<sup>2</sup> [35].

In seiner Grundstruktur sind AlGaN-GaN Transistoren selbstleitend (Abb. 2. 4, links). Beim Anlegen einer positiven Spannung am Gate gegenüber dem Source, werden zusätzliche Elektronen aus dem Gate injiziert (Abb. 2. 4, rechts).

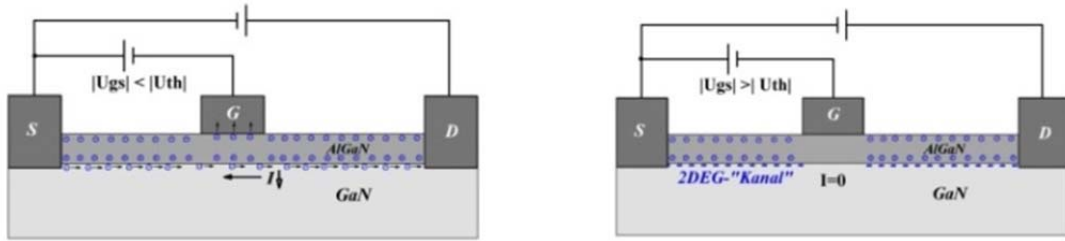


**Abb. 2. 4:** Normally-on AlGaN-GaN Transistor leitet bei  $U_{gs} = 0$  (links), bei positiver Gate-Source-Spannung steigt der Strom durch die zusätzlich injizierten Elektronen (rechts) (basierend auf [46])

Beim Anlegen einer negativen Spannung am Gate gegenüber dem Source werden Elektronen aus den Oberflächenzuständen der AlGaN-Schicht abgezogen. Dies führt zur Reduzierung des Stroms zwischen Source und Drain. Solange die Gate-Source-Spannung unter der Schwellenspannung bleibt, fließt, wenn auch vermindert, immer noch ein Drainstrom (Abb. 2. 5, links). Sobald die Gate-Source-Spannung den Wert der Schwellenspannung  $U_{th}$  erreicht hat, wird der Elektronenfluss in der 2DEG-Schicht komplett unterbrochen; der Transistor sperrt (Abb. 2. 5, rechts).

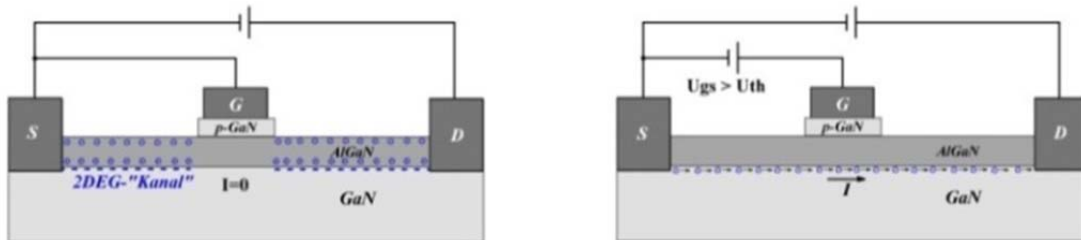
<sup>5</sup> Das Wort *Kanal* wird hier in der Anlehnung an den MOSFET-Kanal verwendet.

<sup>6</sup> HFET: Heterojunction Field Effect Transistor



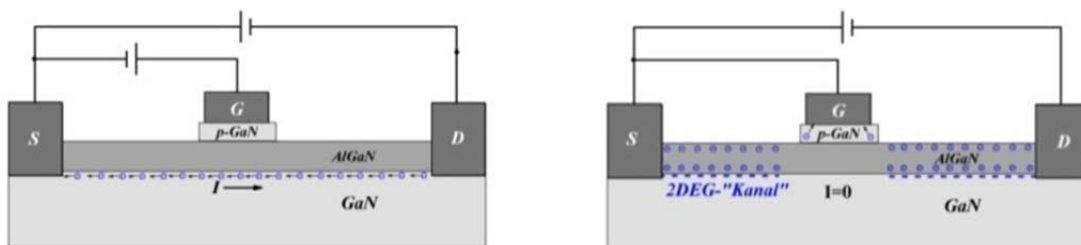
**Abb. 2.5:** Normally-on AlGaIn-GaN Transistor bei negativer Gate-Source-Spannung: links - Reduzierung des Kollektorstroms bei  $U_{gs} < U_{th}$ , rechts - Transistor sperrt (basierend auf [46])

Durch zusätzliche technologische Maßnahmen (s. Kapitel 3), können Elektronen unter dem Gate aus dem Kanal entzogen werden. Das bedeutet, dass der Transistor selbstsperrend ist, wenn keine Spannung am Gate anliegt (Abb. 2.6, links). Beim Anlegen einer positiven Spannung werden in die Oberfläche des AlGaIn Elektronen injiziert. Sobald die Schwellenspannung erreicht ist, öffnet sich der 2DEG-Kanal komplett und der volle Drainstrom fließt (Abb. 2.6, rechts).



**Abb. 2.6:** Normally-off AlGaIn-GaN Transistor sperrt bei  $U_{gs} = 0$  (links), bei einer Gate-Source-Spannung  $U_{gs} > U_{th}$  ist der Kanal komplett offen und der Transistor leitet (rechts) (basierend auf [70])

AlGaIn/GaN-HFETs leiten bidirektional. Bei der Umkehr der Drain-Source-Spannung wird das Drain zum Source und das Source zum Drain (Abb. 2.7, links). Die Leitfähigkeit des 2DEG-Kanals bleibt davon unberührt, der Strom fließt in die andere Richtung. Das Anlegen einer positiven Spannung am Gate, erhöht den Strom. Eine negative Spannung am Gate verringert den Strom, bis die Schwellenspannung erreicht ist, danach sperrt der Transistor auch in die andere Richtung (Abb. 2.7, rechts).



**Abb. 2.7:** Normally-off AlGaIn/GaN Transistor im Rückwärtsbetrieb (basierend auf [70])

Dank dieser Eigenschaft braucht man beim Einsatz dieser Transistoren keine externe Freilaufdiode. Da AlGaIn/GaN-HFETs aufgrund ihrer Struktur keinen Dioden-Übergang besitzen, wird hier nicht von einer intrinsischen Freilaufdiode oder Bodydiode gesprochen, sondern von einer internen Rückwärtsleit-Funktion. Diese Funktion ist zwar einer

MOSFET-Bodydiode ähnlich, hat dennoch einen anderen Mechanismus, da die GaN-HFETs keinen parasitären bipolaren Übergang enthalten. Der Vorteil dieses Mechanismus' ist, dass es keine Minoritätsladungsträger gibt, die an diesem Prozess beteiligt wären, so dass so gut wie keine Verluste wegen der Sperrverzögerung entstehen.

AlGaN/GaN HFETs sind generell bidirektionale Bauelemente. Dennoch ist diese Bidirektionalität in der Praxis nicht ganz symmetrisch: Um eine höhere Durchbruchsspannung zu erreichen, wird das Gate nicht in der Mitte zwischen Drain und Source, sondern näher zum Source platziert. Daher erhöht sich der Bahnwiderstand bei der Spannungsumkehr zwischen Drain und Source, was zu höheren Durchlassverlusten führt.

### **2.3. Zusammenfassung**

Die physikalischen Eigenschaften des GaN-Materials bestimmen den Einsatz der GaN-basierten Bauelemente in der Leistungselektronik. Neben den thermischen und elektrischen Eigenschaften von GaN wurde in diesem Kapitel ein Vergleich der wichtigsten Eigenschaften mit Si und SiC vorgenommen. Die besonderen Vorteile des GaN-Materials wurden hervorgehoben, analysiert und verglichen.

Weiterhin wurden in diesem Kapitel physikalische Prozesse erörtert. Neben dem Halbleiter-Heteroübergang und den damit zusammenhängenden physikalischen Erscheinungen wurde die spontane und piezoelektrische Polarisation diskutiert. Der Begriff „2DEG“ (zweidimensionales Elektronengas) wurde eingeführt und erklärt. Dieses Phänomen tritt aufgrund der besonderen Eigenschaften von AlGaN und GaN auf. Ferner wurden Grundstrukturen selbstleitender und selbstsperrender AlGaN/GaN-Transistoren dargestellt. Anschließend wurde die Möglichkeit erwähnt, AlGaN/GaN - Leistungstransistoren in Schaltungen ohne externe Freilaufdioden zu verwenden.

In dem nächsten Kapitel werden hier die gewonnenen Erkenntnisse bezüglich der GaN-Eigenschaften bei der Betrachtung des aktuellen Stands der Technik bei GaN-basierten Leistungstransistoren verwendet.



### 3. Stand der Technik bei AlGaIn/GaN Leistungstransistoren

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit den Besonderheiten GaN-basierter Transistoren und erläutert die verschiedenen Konzepte und Entwicklungsstufen. Besonderheiten GaN-basierter Transistoren gehen aus den fundamentalen physikalischen Eigenschaften dieses Materials hervor, die im Kapitel 2 erörtert wurden. Dieses Kapitel erläutert, welche Vorteile AlGaIn-GaN-Leistungstransistoren aufgrund ihrer physikalischen Gegebenheiten besitzen und welchen technischen Herausforderungen sie ausgesetzt sind. AlGaIn/GaN-Transistoren sind in ihrem Verhalten den Leistungs-MOSFETs sehr ähnlich. Ein wichtiger Unterschied ist jedoch eine Rückwärtsleitfähigkeit ohne Sperrverzögerung bei AlGaIn/GaN HFETs. Ein weiterer Unterschied besteht in einer potentiell höheren Schaltfrequenz und in einer relativ geringen Durchschlagsfestigkeit des Gates. Außerdem ist die Schwellenspannung von GaN-Transistoren in einem breiten Bereich fast unabhängig von der Temperatur. Der Einschaltwiderstand ist bei gleicher Durchbruchspannungsfestigkeit geringer und weist einen niedrigeren Temperaturkoeffizienten auf. Weiterhin wird in diesem Kapitel ein Überblick über den derzeitigen Stand der Technik bei den lateralen AlGaIn-GaN-Leistungstransistoren gegeben.

#### 3.1. Wichtige Aspekte GaN-basierter Transistoren

##### 3.1.1. Substrate

Bei der Auswahl der Substrate sind eine Anpassung der Gitterkonstanten, thermische Leitfähigkeit und der Wärmeausdehnungskoeffizient sowie mechanische und chemische Eigenschaften entscheidend [45]. Da es technologisch noch nicht möglich ist, wirtschaftlich GaN-Einkristalle zu züchten und daraus kostengünstige GaN-Wafer herzustellen, müssen bei den GaN-Transistoren aller Strukturen Fremdsubstrate eingesetzt werden [50], [51]. Eine GaN-Schicht wird epitaktisch auf einem Substratmaterial mittels metall-organischer chemischer Gasphasenabscheidung (MOCVD<sup>1</sup>) gezüchtet. Anfänglich wurden dafür Saphir- oder Siliziumcarbid-Substrate eingesetzt. Keines dieser Materialien entspricht in seiner Gitterstruktur dem Galliumnitrid genau: der Gitterversatz zwischen GaN auf Saphir und SiC-Substraten beträgt 13 % und 3,1 % [5] bzw. 16 % und 3,5 % [52] entsprechend. Defekte und Fehlstellen in den Epitaxie-Schichten treten wegen des Gitterversatzes auf. Die typischen Versatzdichten liegen zwischen  $10^8 \text{ cm}^{-2}$  und  $10^9 \text{ cm}^{-2}$ . Mit einer etwa 10-mal besseren Wärmeleitfähigkeit besitzt SiC eine viel höhere Wärmeleitfähigkeit als Saphir und ermöglicht damit eine viel schnellere und effektivere Ableitung der Wärme, die durch die schaltenden Transistoren verursacht wird. Da jedoch weder Saphir- noch SiC-Substrate bis jetzt wirtschaftlich sind [53], werden dafür Silizium-Substrate verwendet [54]. Sie sind wegen ihrer Kosten und großer Durchmesser vielversprechend und werden trotz

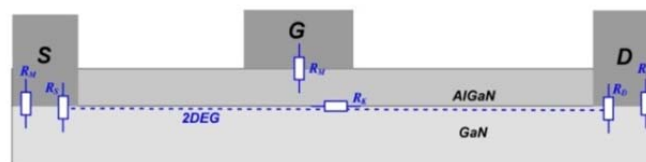
---

<sup>1</sup> Metal Organic Chemical Vapor Deposition

einer weniger passenden Gitterkonstante und höherer parasitärer vertikaler Ströme bei den lateralen AlGaN-GaN-Transistoren eingesetzt [55]. Auch AlN-Substrat als Bulk-Kristall ist in der Entwicklung [51]. Aufgrund der ähnlichen Gitterkonstanten und thermischen Ausdehnungskoeffizienten würde dieses Material hervorragende technische Eigenschaften bieten. Die technologische Fortentwicklung ist jedoch im Vergleich zu anderen Materialien noch nicht ausreichend, um dieses Material in GaN-basierten Transistoren einzusetzen.

### 3.1.2. Bahnwiderstand $R_{ds\ on}$

Der Bahnwiderstand  $R_{ds\ on}$  ist eine der wichtigsten Charakteristika für elektronische Schalter aller Art. Er errechnet sich aus den Widerständen  $R_M$  zwischen Metall und Halbleiter, dem Kanalwiderstand  $R_K$  und den Widerständen  $R_S$  und  $R_D$ , die den Zugang vom Kanal zum Source bzw. Drain bilden (Abb. 3. 1).



**Abb. 3. 1:** Zusammensetzung des Bahnwiderstands in einem GaN-HFETs [143]

In [56] und [57] wurde festgestellt, dass der spezifische Einschaltwiderstand ( $R_{ds\ on} \cdot A$ ) bei GaN-basierten Transistoren von der Länge zwischen Drain und Source ( $L_{ds}$ ) quadratisch abhängt:

$$R_{ds\ on} \cdot A = \frac{L_{ds}^2}{q \cdot n \cdot \mu_n} [\Omega \cdot \text{cm}^2] \quad (3. 1)$$

Eine entscheidende Herausforderung ist die Reduzierung des gesamten Einschaltwiderstands.

### 3.1.3. Dynamischer Widerstand

Beim Betrieb der GaN/AlGaN-Transistoren gibt es eine Art Speichereffekt, der einen Einfluss auf das Verhalten des Bauelements ausübt. Dieser Speichereffekt hat seinen Ursprung im Einfangen von Elektronen sowohl an der Oberfläche wie auch im Inneren des Materials und hängt von der Materialqualität und der Art des Prozessierens ab. Das übt einen starken Einfluss auf die Durchlassverluste während des Schaltbetriebs aus bzw. führt zur Unterbrechung der 2DEG-Schicht.

Zum quantitativen Beschreiben dieses Speichereffekts wurde der Begriff „dynamischer Widerstand“ eingeführt. Der dynamische Widerstand ist auch als Strom-Kollaps bekannt, da der Drain-Strom in der Nähe der Kanal-Region als Folge der Einschaltwiderstand-Steigerung sinkt und möglicherweise abbricht. Diese Erscheinung hängt mit dem Einfangen von Elektronen in hohen elektrischen Feldern zusammen [58]. Außerdem können Elektronen mit hohen Energien neue Haftstellen generieren, die dann das weitere Auffangen von Ladungsträgern fördern [59]. Diese Ladungen kön-

nen über längere Zeit gespeichert werden und wie eine zusätzliche virtuelle unkontrollierbare Gate-Elektrode wirken [47], [60], [61], [62] und erst dann abgebaut werden, wenn die Gate-Drain-Spannung reduziert wird.

Ursachen für diese Erscheinung sind zusätzliche Streuungseffekte, die durch spontane und piezoelektrische Polarisierungen entstehen [63]. Es wurden mehrere technologische Maßnahmen entwickelt, um diesen unerwünschten Effekt zu vermeiden bzw. zu minimieren. Dazu gehören die Verbesserung der Materialqualität, Passivierungen, Veränderung der Schichtdicken, Implementierung verschiedener Gate-Strukturen (Feldplatten, abgesenktes Gate etc.) sowie Vorbehandlungen mit Plasma [64]. Eine Reduzierung der Elektronen-Speicherung in der GaN-Schicht wird auch durch die Dotierung von GaN mit Eisen erreicht [65].

Mittlerweile ist das Problem des dynamischen Bahnwiderstands bei den lateralen AlGaIn/GaN Leistungstransistoren durch die entsprechenden technologischen Fortentwicklungen wie Oberflächen-Passivierungen, allgemeine Verbesserung der Material-Qualität der epitaktischen AlGaIn/GaN-Schicht sowie Ultraviolett-Behandlungen fast vollständig gelöst [66], [67]. Dies ist besonders wichtig in Bezug auf die Zuverlässigkeit der Bauelemente.

#### **3.1.4. Bidirektionales Schalten und aktive Rückwärtsdioden-Funktion**

AlGaIn/GaN Transistoren haben, dank ihrer symmetrischen Struktur, keine Bodydiode im herkömmlichen Sinne und besitzen keinen parasitären bipolaren Übergang. Dennoch können sie auch bei negativer Drain-Source-Spannung einen Strom führen und ermöglichen damit sowohl ein bidirektionales Schalten wie auch eine aktive Rückwärtsdioden-Funktion bei einem Kommutierungsvorgang [68], [69], [70], [71], [72].

GaN-basierte Halbleiter gehören zu den unipolaren Bauelementen. Deren Vorteil liegt darin, dass es keine Minoritätsladungsträger gibt und keine Verluste wegen der Sperrverzögerung entstehen. Das Fehlen von Minoritätsladungsträgern bedeutet demzufolge reduzierte Schaltverluste. AlGaIn/GaN-Schalter weisen eine Kennlinie auf, die einer Rückwärts-Dioden-Kennlinie ähnlich ist. Die Vorwärtsspannung der Rückwärtsdioden-Funktion von AlGaIn/GaN-HFETs ist bei dem jetzigen Entwicklungsstand jedoch höher als bei einem Silizium-Bauelement.

#### **3.1.5. Betriebsart bei GaN-basierten Transistoren**

In der Leistungselektronik werden aufgrund der vorgegebenen Sicherheitsnormen selbstsperrende Schalter bevorzugt. Sie bieten einfachere Schaltungs-Konfigurationen, bessere Sicherheits-Betriebsbedingungen und ermöglichen eine direkte Ansteuerung des Gates. Bei den selbstsperrenden Transistoren ist die Schwellenspannung  $U_{th}$  positiv und hängt von den verwendeten Materialien, der Dicke und Reihenfolge der Aufbauschichten, den Dotierungen sowie dem Herstellungsprozess ab. In ihrer klassischen Struktur haben AlGaIn/GaN-Transistoren einen Verarmungs-Modus und sind daher selbstleitende Schalter. Folgende technologische Maßnah-

men werden verwendet, um AlGaIn/GaN-Transistoren als selbstsperrende Schalter auszuführen: Das Hinzufügen einer p-dotierten AlGaIn-Schicht über der intrinsischen AlGaIn-Schicht direkt unter dem Gate [73], [71], die Implementierung eines p-GaN-Gates, sowie die Behandlung mit F<sup>-</sup>-Ionen [8]. Auch durch das Anbringen einer zusätzlichen SiN-Schicht zwischen AlGaIn und der Gate-Elektrode wird Oberflächen-Verarmung vom 2DEG vermieden und damit der Anreicherungs-Modus erreicht [74], [75], [76]. Alle technologischen Maßnahmen zur Umwandlung selbstleitender in selbstsperrende Transistoren bedeuten dennoch eine Erhöhung des Einschaltwiderstands sowie eine Reduzierung des maximalen Drain-Stroms aufgrund der Senkung der 2DEG-Dichte [77].

### 3.1.6. Durchbruchsspannung

Problematisch ist die Herstellung der GaN-Bauelemente im hohen Durchbruchspannungsbereich, denn dies bedeutet eine Erhöhung des Abstands zwischen dem Gate und dem Drain und damit eine Vergrößerung des Chips. Außerdem ist das Risiko eines Stromabrisses bei einer lateralen Struktur viel höher, da der Strom nahe der Oberfläche fließt [78]. Da die kritische Durchbruchfeldstärke des GaN-Materials bei ca. 3,3 MV/cm liegt, ließe sich theoretisch eine Durchbruchsspannung von 3 kV ermöglichen [15]. Ohne zusätzliche technologische Maßnahmen, auf die im weiteren Verlauf dieses Kapitels ausführlich eingegangen wird, werden in der Praxis nur Durchbruchspannungen bis zu 600 V erreicht [79]. Der Grund dafür sind eine überhöhte Feldstärke in der Nähe des Gates und des Drains sowie die parasitären Leckströme. Bei den Leckströmen überwiegen hauptsächlich der Gate-Leckstrom und der Leckstrom durch die GaN-Schicht zum Substrat. Die Feldstärkespitzen können über solche Technologien wie beispielsweise verschiedene Feldplatten-Strukturen, RESURF<sup>2</sup>, eine zusätzliche Anpassungsschicht zwischen dem Substrat und der GaN-Schicht, sowie durch geeignete Dotierungen reduziert werden.

### 3.1.7. Leckströme

Bei lateralen Strukturen unterscheidet man Oberflächen-Leckströme (Gate-Leckströme) und vertikale Leckströme<sup>3</sup>. Bei den selbstleitenden GaN-HFETs ist ein durch die Shottky-Elektrode fließender Gatestrom die Hauptursache der Leckströme; bei den selbstsperrenden dagegen ist das der Drain-Strom, der vom Source zum Drain durch die Schichten unter dem 2DEG-Kanal fließt [77]. Vertikale Leckströme sind im Hochleistungsbetrieb erheblich größer als Gate-Leckströme und können mit technologischen Maßnahmen wie zusätzliche Heterojunction- oder Puffer-Schichten unterdrückt werden, um die Durchbruchspannung zu erhöhen.

Zwischen den Gate-Leckströmen und der Durchbruchspannung gibt es einen direkten Zusammenhang. Je höher die Gate-Leckströme desto früher tritt der Spannungsdurchbruch auf, denn hohe Gate-Leckströme bedeuten eine hohe Ansamm-

---

<sup>2</sup> RESURF: REduced SURface Field

<sup>3</sup> Punch-Through-Currents

lung der Ladung an der Gate-Kante auf der Drain-Seite. Dies führt bei hohen Spannungen zuerst zu großen lokalisierten elektrischen Feldern, dann zu einem Lawinen-Effekt und schließlich zum Durchbruch. Es werden unterschiedliche technologische Maßnahmen verwendet, um die Gate-Leckströme zu unterbinden bzw. zu reduzieren. Eine Vergrößerung dieser Schicht erhöht die Durchbruchspannung [58]. In [77] wurden AlGaIn/GaN-HFETs mit einer NiO<sub>x</sub>/Ni/Au-Gate-Isolierschicht vorge stellt, die um die 4-fache Größenordnung kleinere Gate-Leckströme aufweisen.

### 3.2. Entwicklungsforgang bei GaN-basierten Leistungstransistoren

Die Entwicklung von GaN-Leistungstransistoren basiert im Wesentlichen auf fortgeschrittenen Entwicklungen von GaN-Transistoren im Hochfrequenz-Bereich. Die entsprechenden Technologien und Strukturen, die Funktionsweise, die Problematik sowie Anwendungen wurden ausführlich in [80], [81], [82], [83], [84], [85], [86] beschrieben. Grundsätzlich unterscheidet man strukturell GaN-Leistungstransistoren mit lateralen und vertikalen Strukturen. In dieser Arbeit werden ausschließlich laterale Strukturen und zwar mit einem Heteroübergang AlGaIn/GaN behandelt. GaN-Transistoren mit lateraler Struktur sind am weitesten entwickelt und zeichnen sich durch geringe parasitäre Kapazitäten sowie einen niedrigen spezifischen Bahnwiderstand aus. Die Source- und Drain-Kontakte sind so herzustellen, dass unter der Metallschicht der beiden Elektroden ein guter ohmscher Kontakt zum 2DEG an dieser Schnittstelle entsteht [87].

Bei der Terminologie-Bildung für das Kennzeichen der Transistoren mit einem Heteroübergang AlGaIn/GaN hat sich eine Benennungs-Gabelung entwickelt. Es existieren zwei am weitesten verbreitete Bezeichnungen für die Transistoren mit einer lateralen AlGaIn/GaN-Schichtstruktur: HFET<sup>4</sup> und HEMT<sup>5</sup>. Die erste Bezeichnung (HFET) hebt den Heteroübergang an der AlGaIn/GaN-Schicht hervor, was logisch und berechtigt ist, da gerade dieser Faktor die wichtigsten Eigenschaften dieser Transistoren bestimmt. Ein Feldeffekt-Transistor, basierend auf AlGaIn/GaN-Heterostruktur wurde zum ersten Mal 1991 erwähnt. Bei den HEMTs wird dagegen die Bildung des zweidimensionalen Elektronengases und eine damit verbundene sehr hohe Elektronenbeweglichkeit in den Vordergrund gestellt. Die ersten HEMTs wurden in den 90-er Jahren erfunden [88], die Forschungen und Entwicklungen für den Einsatz in der Leistungselektronik wurden jedoch erst in den letzten zehn Jahren intensiviert. Transistoren mit beiden Bezeichnungen haben einen AlGaIn/GaN-Heteroübergang und als Folge eine hohe Beweglichkeit der Elektronen im 2DEG. In dieser Arbeit werden beide Bezeichnungen gleichwertig verwendet.

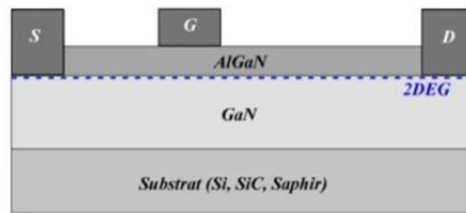
#### 3.2.1. Prinzipieller Aufbau eines lateralen AlGaIn/GaN Transistors

Ein klassischer lateraler GaN-basierter Transistor weist folgende Struktur auf [89]: Auf einem Substrat wird eine Schicht von GaN epitaktisch aufgebracht. Die Dicke dieser Schicht beträgt wenige Mikrometer. Auf die GaN-Schicht, wird eine AlGaIn-Schicht von 15 nm bis 60 nm ebenfalls epitaktisch gezüchtet (*Abb. 3. 2*).

---

<sup>4</sup> HFET: Heterojunction Field Effect Transistor

<sup>5</sup> HEMT: High Electron Mobility Transistor



**Abb. 3. 2:** Struktur eines klassischen GaN-basierten Transistors mit AlGaIn/GaN-Heterostruktur

Am Heteroübergang zwischen GaN und AlGaIn entsteht ein zweidimensionales Elektronengas, das vom Source zum Drain fließt (s. Kapitel 2). Der Verbreitungsweg dieses Gases wird oft in Anlehnung an Leistungs-MOSFET als Kanal bezeichnet.

Die GaN-Schicht ist üblicherweise undotiert und weist mindestens theoretisch isolierende Eigenschaften auf. Auch eine mit Kohlenstoff dotierte GaN-Schicht sei möglich [90]. Die AlGaIn-Schicht ist undotiert oder schwach n-dotiert. Die fehlende bzw. schwache Dotierung beider Schichten minimiert in gewissem Maße parasitäre Stromflüsse einerseits und wirkt sich andererseits positiv auf die Elektronenbeweglichkeit aus. In [36] wurde festgestellt, dass eine undotierte AlGaIn-Schicht den Gate-Leckstrom verringert. Da das Gate bei dieser Struktur direkt an der AlGaIn-Halbleiterschicht angebracht ist, werden solche Transistoren MESFETs<sup>6</sup> genannt [91]. Bereits mit dieser Struktur konnten die AlGaIn/GaN HFETs hohe Durchbruchsspannungen bis zu 600 V und Ströme bis 50 A [79] aufweisen. Die Ladung im 2DEG-Kanal und der Stromfluss können in gewissen Grenzen durch die Dicke der GaN- und AlGaIn-Schichten eingestellt werden. Durch die Gate-Elektrode kann der Strom ebenfalls gesteuert werden. Auch andere Faktoren, wie z. B. Gate-Länge und Gate-Weite beeinflussen den Ausgangsstrom [92]. Die Gatelänge hat einen unmittelbaren Einfluss auf die Verteilung des elektrischen Feldes unter dem Gate [93]: Je kürzer die Gatelänge, desto höher ist das elektrische Feld unter dem Gate. Auch die Sperrspannung kann durch eine Erweiterung der Gatelänge erhöht werden [94]. In [28] und [95] sind AlGaIn/GaN HFETs mit solcher Struktur beschrieben.

### 3.2.2. AlGaIn/GaN Transistoren mit isoliertem Gate

Die oben beschriebenen AlGaIn/GaN-Schalter haben hohe Gate-Leckströme, die einen Qualitätsverlust diverser Parameter, besonders bei hohen Umgebungstemperaturen, verursachen [14]. Bessere Eigenschaften diesbezüglich haben so genannte IGHFETs<sup>7</sup> oder MISHFETs<sup>8</sup>. Der Unterschied zu einem typischen HFET besteht darin, dass zwischen dem Gate und der AlGaIn-Schicht eine Isolierschicht angebracht ist. Solche Strukturen wurden bei AlGaIn/GaN-Transistoren in [96], [97], [98] implementiert.

In der Vergangenheit wurden für die Gate-Isolation verschiedene Isoliermaterialien vorgeschlagen und untersucht (z.B. Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub>, Ga<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, Gd<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, Cd<sub>2</sub>O<sub>3</sub>). Alle diese ersten Bauelemente litten an hohen Schwellenspannungen. Um die Durchbruchsspannung zu erhöhen, wurde in so genannten MOSHFETs<sup>9</sup> eine isolierende Schicht SiO<sub>2</sub> verwendet [99], [100]: Entweder auf der ganzen Breite zwischen dem Source und

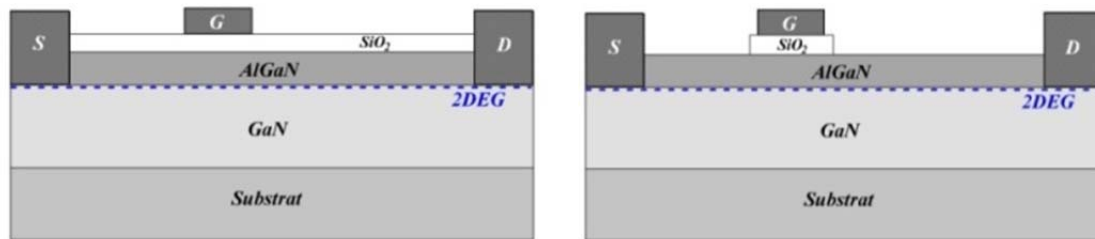
<sup>6</sup> MESFET: Metal Semiconductor Field Effect Transistor

<sup>7</sup> Insulated Gate Heterostructure Field-Effect Transistoren

<sup>8</sup> Metal Insulated Semiconductor Heterostructure Field Effect Transistors

<sup>9</sup> Metal-Oxide-Semiconductor Heterostructure Field Effect Transistors

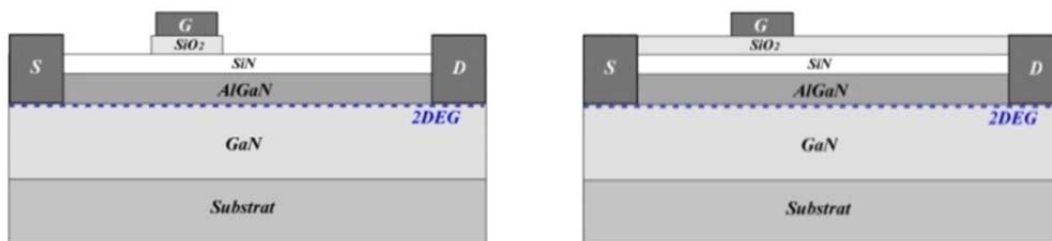
dem Drain (Abb. 3.3, links) oder nur direkt unter dem Gate (Abb. 3.3, rechts).



**Abb. 3.3:** Strukturen der AlGaIn/GaN-MOSFETs mit SiO<sub>2</sub>-isolierten Gates [14], [46]

Bei dieser Struktur liegen die Gate-Leckströme um mehrere Größenordnungen unter denen regulärer HFETs, außerdem weisen solche Strukturen eine bessere Linearität und höhere Kanal-Sättigungsströme auf [14], [46]. Die anfänglichen AlGaIn/GaN MOSFETs auf einem Saphir-Substrat wurden in [27] dargestellt. Die Untersuchungen zeigten, dass die Leckströme bei dieser Struktur um einige Größenordnungen geringer sind, als bei einem HFET. In [14] wurde ein umfassender Vergleich zwischen HFETs und MOSFETs – beide hatten Siliziumcarbid als Substrat – unternommen, der zeigte, dass ein MOSFET bessere Eigenschaften hinsichtlich der Leckströme hat und sich wesentlich stabiler und zuverlässiger unter Hochfrequenzbelastung zeigt. Die Untersuchungen in [89] bewiesen, dass die AlGaIn/GaN HFETs mit SiO<sub>2</sub> als Isolationschicht einen zweifachen höheren Gate-Leckstrom haben, als die vergleichbaren Bauelemente mit einer SiN-Schicht. Weitere Schritte diesbezüglich wurden in [161] beschrieben: In die Gate isolierende SiO<sub>2</sub>-Schicht wurden As<sup>+</sup>-Ionen implantiert. Die Ergebnisse zeigten, dass sich bei allen anderen gleichen Parametern die Durchbruchspannung von 523 V auf 1380 V erhöhte.

In [57] wurden HEMTs mit einem doppelt isolierten Gate präsentiert (1,3 kV Sperrspannung). Es wurde zuerst eine SiN-Schicht auf AlGaIn aufgebracht und dann darauf eine zweite Schicht aus SiO<sub>2</sub> implementiert. Das SiO<sub>2</sub> befindet sich entweder nur direkt unter dem Gate [57] (Abb. 3.4, links) oder ist auf die ganz SiN-Schicht verteilt [46] (Abb. 3.4, rechts).



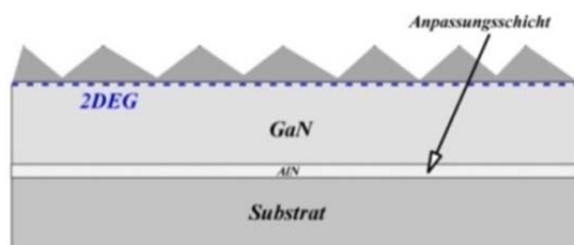
**Abb. 3.4:** AlGaIn/GaN-MOSFETs mit doppelt-isoliertem Gate [46], [57]

Die untere SiN-Isolationsschicht bildet an der Grenze mit AlGaIn Oberflächen-Haftstellen. Die obere SiO<sub>2</sub>-Isolierschicht reduziert Gate-Leckströme. Beide Isolationschichten sorgen zusammen für eine hohe Schaltgeschwindigkeit und einen zuverlässigen Betrieb. Statt einer SiO<sub>2</sub>-Isolierschicht wird als Isolierung auch eine HfO<sub>2</sub>-Schicht verwendet, die zur Reduzierung des Stromkollapses sowie zur Verbesserung der Gate-Stabilität beiträgt. Diese so genannten MIS-HEMTs mit einer HfO<sub>2</sub>-Isolierschicht weisen eine Durchbruchspannung von 800 V auf [101]. In [34] werden zwei Strukturen verglichen: mit einer Isolierschicht (SiO<sub>2</sub>) und mit zwei Isolierschichten (SiO<sub>2</sub> und Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub>). Die

HEMTs mit einem doppelt-isolierten Gate zeigten bessere Eigenschaften, denn durch die  $\text{SiO}_2$ -Schicht, die die Ionisation in der AlGaN-Schicht beeinflusst, sinken die Gate-Leckströme und ermöglichen eine höhere Sperrspannung. Durch die  $\text{Si}_3\text{N}_4$ -Schicht verringert sich die Streuung wesentlich und ermöglicht höhere Schaltgeschwindigkeiten. Mit  $\text{SiN}_x$ -Passivierung werden die Effekte der Oberflächenzustände minimiert.

### 3.2.3. AlGaN/GaN Transistoren mit einer Anpassungsschicht

Um die aktive Kanalschicht vom Substrat elektrisch zu trennen und die Gitterfehlanpassung sowie unterschiedliche thermische Ausdehnungskoeffizienten zwischen der GaN-Schicht und dem Substrat auszugleichen, wird zwischen den beiden Materialien zusätzlich eine dünne Isolations-Schicht aufgetragen, die als Anpassungsschicht dient (Abb. 3. 5). Außerdem erhöht diese Schicht die Ladungsträgerdichte und Elektronenbeweglichkeit [102]. Meistens wird eine Aluminiumnitrid-Schicht verwendet, [50], [103], [100], [104], [46], [105].

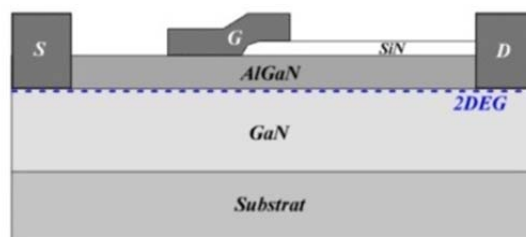


**Abb. 3. 5:** Struktur eines AlGaN/GaN HFETs mit einer AlN-Anpassungs-Isolationsschicht

Da sich zwischen der GaN- und AlN-Schicht Stickstoffatom-Leerstellen bilden, kann die AlN-Schicht zur Reduzierung der Durchbruchsspannung führen. Um dieses Problem zu umgehen und eine widerstandsfähige Anpassungsschicht zu erzielen, wurde die auf AlN aufgetragene GaN-Schicht mit Kohlenstoff dotiert [58]. Fernerhin wurde experimentell bewiesen, dass sich an der Grenzfläche zwischen AlN und Si-Substrat Inversionselektronen bilden, die einen Leckstrom an den Kanten verursachen. Diese Herausforderung wird mit einer Anhebung der Sperrspannung durch Erweiterung der Sperrschicht gelöst.

### 3.2.4. AlGaN/GaN Transistoren mit überlappendem Gate

Das Gate hat eine geringe Durchschlagsfestigkeit. Der Durchbruch ergibt sich üblicherweise aus einer Lawinenbildung am Gate-Rand auf der Drain-Seite. Um sie zu erhöhen, wurde in [23], [46] ein AlGaN/GaN-Transistor mit einem überlappenden Gate entwickelt (Abb. 3. 6).



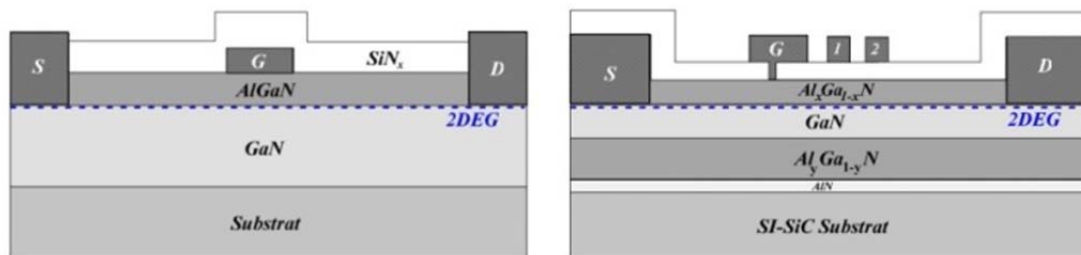
**Abb. 3. 6:** Struktur eines AlGaN/GaN-Transistors mit überlappendem Gate [46]



Die überlappende Struktur des Gates verringert das elektrische Feld am Rand des Gates auf der Drain-Seite und steigert die Durchbruchspannung des Transistors. Unter dem überlappenden Gate wurde SiN als Dielektrikum verwendet, das eine hohe dielektrische Konstante von  $\varepsilon = 7,4$  und damit eine hohe Durchschlagsspannung von 10 MV/cm bietet. Die Durchbruchspannung stieg von max. 460 V bei einem konventionellen Gate auf 570 V bei der Struktur mit einem überlappenden Gate.

### 3.2.5. AlGaN/GaN-Transistoren mit Feldplattenstrukturen

Um höhere Durchbruchsspannungen zu erreichen und gleichzeitig das hohe elektrische Feld am Gate zu vermeiden, wurden AlGaN/GaN-Transistoren mit Feldplattenstrukturen entwickelt (Abb. 3. 7). Feldplatten ermöglichen eine gleichmäßigere Verteilung des elektrischen Felds im Kanal. Allerdings bewirkt die Implementierung von Feldplatten eine Erhöhung von parasitären Kapazitäten sowie des spezifischen Bahnwiderstands. Technologien mit Feldplattenstrukturen in AlGaN/GaN-Transistoren wurden in [46], [90], [106], [107], [108], [109], [110], [111], [112], [113], [114] vorgeschlagen und untersucht.



**Abb. 3. 7:** AlGaN/GaN-HEMTs mit einer Standard-Feldplatte (links) [110] und einer MGFP – Feldstruktur (rechts) [115]

Eine MGFP<sup>10</sup>-Feldstruktur (Abb. 3. 7, rechts) wurde in [115] bei HEMTs mit 700 V Sperrspannung und in [116] mit 1,6 kV Sperrspannung vorgestellt. In dieser Struktur wird das Gate aufgeteilt, um eine effektiv größere Gatelänge und dadurch eine höhere Sperrspannung zu bewirken. HEMTs mit solcher Struktur weisen sowohl geringere Source-Drain- wie auch Gate-Leckströme auf. Diese Struktur bietet einen zusätzlichen Vorteil, der darin besteht, dass die „Gitter-Finger“ flexibel an verschiedene Elektroden (Source, Gate, Drain) angeschlossen werden können, um die parasitären Kapazitäten des Bauelements zu verringern. Weitere Vorteile dieser Struktur sind verringerte Gate-Widerstände sowie eine durch die verteilte Geometrie verminderte Kanaltemperatur [47].

Eine Verwendung von mehreren Feldplatten ermöglicht es, die Feldspitze, die den Durchbruch verursacht, in mehrere kleine Spitzen aufzuteilen. Von Toshiba wurden GaN-HEMTs mit einer doppelten Feldplatten-Struktur entwickelt. Diese Struktur hat zwar keinen Einfluss auf den Bahnwiderstand und auf die Dichte des 2DEGs, der dynamische Widerstand kann jedoch mit einer doppelten Feldplattenstruktur verringert werden, denn damit reduziert sich die Spitze des elektrischen Feldes nicht nur an der Gate-Kante sondern auch an der Feldplatten-Kante. In [35], [36], [37] und [117] sind AlGaN/GaN-HEMTs mit einer über dem Gate erweiterten Source-Elektrode

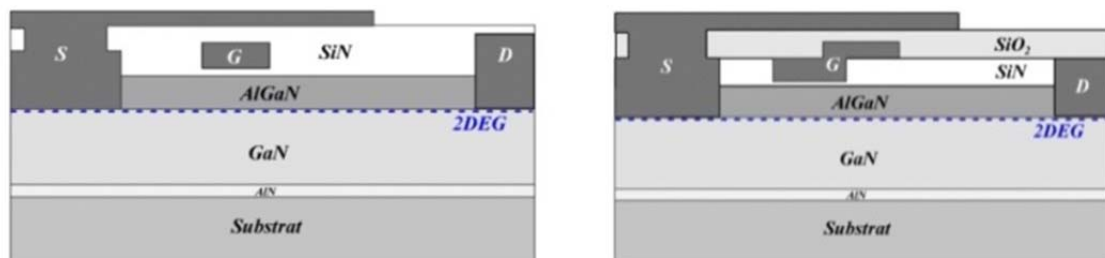
<sup>10</sup> Multiple Grating Field Plate

dargestellt (Abb. 3. 8, links). Mit einer zweifachen erweiterten Source-Elektrode [118] als Feldplatte (Abb. 3. 8, rechts) wurden bessere Ergebnisse bezüglich des dynamischen Einschaltwiderstands erreicht.



**Abb. 3. 8:** AlGaN/GaN-HEMT mit erweiterten Feldplattenstrukturen [117], [118]

Um die parasitären Kapazitäten zu reduzieren [119] konnten Feldplatten noch weiter optimiert werden, und zwar mit einem einfach isolierten Gate (Abb. 3. 9, links) bzw. mit zweifacher Isolierung des Gates (Abb. 3. 9, rechts).



**Abb. 3. 9:** HEMTs mit isoliertem Gate (links) und mit doppelt isoliertem Gate (rechts) [192]

Bei der Ausführung solcher oder ähnlicher Strukturen werden auch andere Kombinationen aus Isolationsmaterialien verwendet, wie beispielsweise in [120] zuerst eine Hafniumoxid-Schicht und dann eine Siliziumnitrid-Schicht.

### 3.2.6. AlGaN/GaN-Transistoren mit „Island“-Technologie

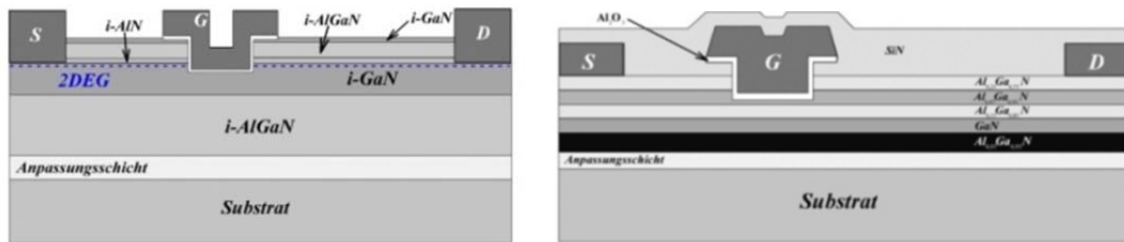
Die „Island“-Technologie wurde von der Firma GaN Systems Inc. vorgestellt [121]. Sie repräsentiert eine zelluläre Struktur, in der Halbleiterchips in kleine Felder (Zellen) aufgeteilt werden. Die Verbindungen zu diesen Zellen werden nicht auf dem Chip sondern extern geschaffen. Dadurch erfolgt die Stromsammlung ebenfalls außerhalb des Chips. Damit lassen sich hohe Ströme erzielen. Die von GaN Systems entwickelten Leistungstransistoren sind selbstleitend, haben eine maximale Durchbruchspannung von 650 V und erlauben den Betrieb bei 150°C. Der kontinuierliche Drain-Strom beträgt 16 A bei 25°C [122].

### 3.2.7. AlGaN/GaN-Transistoren mit Gate-Absenkung

Eine so genannte Gate-Absenkungs-Struktur<sup>11</sup> ist ebenfalls eine technologische Maßnahme, um AlGaN/GaN-Leistungstransistoren selbstsperrend zu machen. Außerdem erhöht sich dabei der mögliche Drain-Strom aufgrund der Reduzierung der

<sup>11</sup> engl.: recessed gate

Gate-Leckströme. Eine beispielhafte Aufbau-Struktur von AlGaN/GaN-HEMTs mit einer Gate-Absenkung und einer Sperrspannung von 400 V wurde in [123] dargestellt (Abb. 3. 10, links). Das Gate wird durch die AlGaN- bis in die GaN-Schicht versenkt, sodass der 2DEG-Fluss unter dem Gate unterbrochen und durch Anlegen einer positiven Gate-Spannung entlang der Gate-Kante wieder aufgenommen wird. AlGaN/GaN-Schalter mit ähnlichen Gate-Absenkungs-Strukturen wurden in [77], [124], [125], [126], [127], [128], [129], [130], [131] beschrieben.

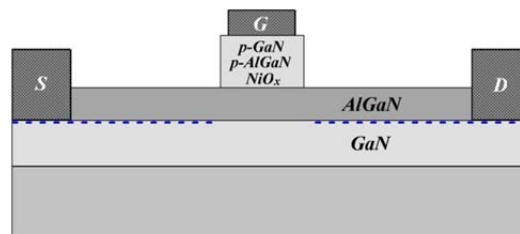


**Abb. 3. 10:** AlGaN/GaN-HEMT mit Gate-Absenkung (links) [123] und PNT (rechts) [132]

In [132] wurde eine Struktur mit Gate-Absenkung unter Verwendung einer PNT<sup>12</sup>-Methode präsentiert (Abb. 3. 10, rechts). Am Tiefpunkt der Gate-Absenkung wird eine PNT-Schicht - durch mehrere AlGaN-Schichten mit verschiedenen Aluminium- und Gallium-Gehalten - ausgebildet, die eine Polarisation der Ladungsträger unter dem Gate neutralisiert. Dies führt dazu, dass die Schwellenspannung vom Abstand zwischen dem Gate und dem Source unabhängig ist. Durch die unterste AlGaN-Pufferschicht wird der selbstsperrende Betrieb möglich, die mittlere AlGaN-PNT-Schicht ermöglicht höhere Schwellenspannungen und die oberste AlGaN-Schicht führt zu einem geringeren Bahnwiderstand.

### 3.2.8. AlGaN/GaN Transistoren mit einem getrennten Gate

Trennt man das Gate von der AlGaN-Schicht mit einem p-dotierten Halbleiter, verdrängen die Akzeptoren dieses Halbleiters die Elektronen im 2DEG. Die Transistoren werden selbstsperrend und können erst bei einer Schwellenspannung ab 1,0 V einschalten. Als p-dotierte Schichten können p-GaN, p-AlGaN sowie NiO<sub>x</sub> dienen (Abb. 3. 11).



**Abb. 3. 11:** AlGaN/GaN-Transistor mit einem p-dotiertem Halbleitergate

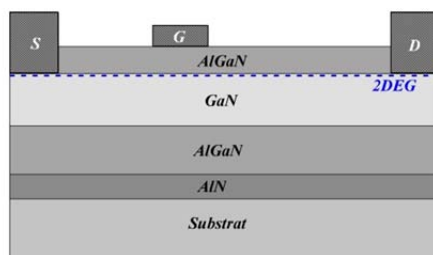
Der selbstsperrende Effekt bei Mg-dotierten GaN und AlGaN oder bei p-dotiertem NiO<sub>x</sub> wird durch einen geringeren Gehalt von AlGaN in der darunter liegenden Schicht erreicht. Dies führt zu einer Reduzierung der Elektronendichte in der 2DEG-Schicht und

<sup>12</sup> engl.: Piezo Neutralization Technique

zur Verschlechterung des Bahnwiderstands [133]. In [70] und [133] wurden zwei selbst-sperrende laterale AlGaN/GaN-HFETs mit einer Schwellenspannung von  $U_{th}=1,1$  V bzw.  $U_{th}=1,25$  V bei einer Durchbruchspannung bis zu 1000 V präsentiert. Der Effekt der Selbstsperrung wurde durch das Einfügen von Mg-dotiertem p-GaN unter dem Gate erreicht. In [134] beschreibt man einen selbstsperrenden p-GaN AlGaN/GaN HEMT mit einer Durchbruchspannung von 1640 V. Die in [71], [73] und [76] dargestellten selbst-sperrenden AlGaN/GaN-Leistungstransistoren haben eine p-AlGaN-Schicht und weisen eine Schwellenspannung von  $U_{th}=1$  V auf. Die in [77] beschriebenen AlGaN-GaN-HFETs haben eine  $NiO_x$ -Schicht als p-dotierten Halbleiter und schalten bei  $U_{th}=0,8$  V ein. Mit einem gesenkten  $NiO_x$ -Gate steigt die Schwellenspannung bis auf  $U_{th}=2,5$  V.

### 3.2.9. AlGaN/GaN-Transistoren mit mehreren Heteroübergängen

Um zu verhindern, dass die eingefangenen Elektronen aus dem 2DEG-Kanal durch die GaN-Schicht zum Substrat gelangen und damit die Sperrspannung limitieren bzw. einen Durchbruchprozess auslösen, wurden in [53], [75], [115], [135] Strukturen mit mehreren AlGaN-Schichten als eine zusätzliche Barriere dargestellt (Abb. 3. 12). Diese Strukturen weisen geringere Leckströme, höhere Spannungsfestigkeit und verbesserte Zuverlässigkeit auf.



**Abb. 3. 12:** AlGaN/GaN-HEMT mit zwei Heteroübergängen (basierend auf [135])

Die in [135] dargestellten AlGaN/GaN-HFETs haben eine Struktur mit mehreren AlGaN/GaN-Heteroübergängen und einer AlGaN-Anpassungsschicht. In [70] und [137] wurden HEMTs mit einer zusätzlichen kohlenstoffdotierten nichtleitenden GaN-Schicht präsentiert, die vertikale Leckströme unterdrückt. Durch eine DHFET<sup>13</sup>-Struktur mit der obersten SiN-Schicht [104] wird die Durchbruchspannung von 400 V auf 600 V erhöht und die Beweglichkeit der Elektronen im 2DEG-Kanal verbessert.

### 3.2.10. AlGaN/GaN-HFETs mit unterschiedlichen Pufferschichten

Zu mehreren Faktoren, die die Eigenschaften von AlGaN/GaN Leistungstransistoren beeinflussen, zählt auch die Auswahl der Pufferschicht. In [138] wurden zwei AlGaN/GaN-HFETs verglichen, die einen ähnlichen Strukturaufbau haben, jedoch eine unterschiedliche Pufferschicht. Die Untersuchungen zeigten, dass bei HFETs mit AlGaN-Puffer eine mäßigerer Streuung im Vergleich zum Bauelement mit GaN:C-Puffer zu sehen war. AlGaN/GaN-HFETs mit einer GaN:C-Pufferschicht wiesen eine stärkere Erhöhung des dynamischen Widerstands mit Zunahme der Durchbruchstärke auf, als HFETs mit einer AlGaN-Pufferschicht.

<sup>13</sup> DHFET: Double-Heterostructure Field-Effect Transistor

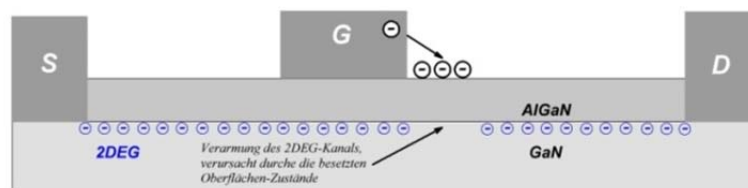
### 3.2.11. Weitere Strukturen

Die Vielfalt der AlGaN/GaN Transistoren ist viel größer als hier dargestellt. Hier sind noch folgende Strukturen kurz zu erwähnen. Ein AlGaN/GaN HEMT mit plasmagestützter Fluor-Behandlung [139], [140], [141] bzw. Halogen-Behandlung [118], bei der negative Ladungsträger direkt unter dem Gate in die darunter liegende Schicht platziert werden. Ferner gibt es noch Strukturen mit eingelagertem pn-Übergang-Gate [152] sowie eine Struktur mit Kohlenstoff dotierter GaN-Schicht [58] bzw. einer wesentlich dünneren AlGaN-Schicht [105].

### 3.2.12. Problemstellen und Grenzen der Technologie lateraler AlGaN/GaN-HFETs

In einer GaN-Kristallstruktur treten Defekte und Unregelmäßigkeiten in Erscheinung, die thermische, mechanische und elektrische Eigenschaften des GaN-Bauelements stark beeinflussen. Zukünftige technologische Fortschritte werden zwar weiterhin dazu beitragen, dass solche Fehler minimiert werden, Defekte in der Größenordnung eines einzelnen Atoms bleiben jedoch unvermeidlich. Solche Defekte werden als Punktfehler bezeichnet und beinhalten Leerstellen, Zwischengitter- oder Ersatzatome. Punktfehler entstehen nicht nur während des Herstellungsprozesses sondern auch im laufenden Betrieb eines GaN-Halbleiterbauelements. Forschungen haben ergeben, dass n-dotiertes GaN ein sehr stabiles Verhalten gegenüber thermischen Belastungen aufweist und keine erhöhte Anzahl an neuen Punktdefekten bildet [47].

Aufgrund des Einfangens der Elektronen an den Punktdefekten entsteht eine Drain-Strom-Verringerung bzw. ein Stromkollaps, verursacht durch eine Erhöhung des dynamischen Bahnwiderstands im Schaltbetrieb. Diese Erscheinung hat eine Auswirkung auf die Durchlassverluste. Es entsteht eine Art Speichereffekt<sup>14</sup>. Da zwischen Gate und Drain die höchsten Feldstärken auftreten, werden dort die meisten Elektronen aufgefangen. Dadurch entsteht ein „virtuelles Gate“ (Abb. 3. 13).



**Abb. 3. 13:** Schematische Darstellung eines „virtuellen“ Gates im GaN-Transistor

Das kann im Dauerbetrieb zur Unterbrechung des 2DEG-Kanals führen. Forschungen der letzten Jahre haben bewiesen, dass dieser Effekt durch effektive Passivierungen der Oberfläche und durch optimierte Feldplatten-Strukturen [53] sowie durch die Fortschritte bei Epitaxie-Prozessen [144] erheblich verringert werden kann.

Bei hohen elektrischen Feldern kann in Halbleitertransistoren der Avalancheeffekt auftreten. Im Gegensatz zu Si-MOSFETs sind GaN-HFETs nicht avalanche-fähig. Das

<sup>14</sup> Dieser Speichereffekt ist nicht mit dem Speichereffekt in bipolaren Halbleitern zu verwechseln.

bedeutet, dass die Bauelementstrukturen zerstört werden können. Die meisten Gate-Designs blockieren den Stromfluss in das Gate nicht, was dazu führt, dass der gesamte Durchschlagsstrom durch das Gate fließen wird; da aber der Avalancheeffekt eine Voraussetzung für die Robustheit der Schaltungen darstellt, müssen praktikable Abhilfemaßnahmen getroffen werden, die wiederum zu einer Kostensteigerung und der Reduzierung der Sperrspannung führen [145].

Ein weiterer Effekt, der die GaN-Technologie einschränkt, ist eine Elektromigration. Unter einem Migrationseffekt versteht sich ein durch elektrischen Strom in einem Halbleiter verursachter Materialtransport, der zu einer Degradation der Bauelemente führt. Aufgrund der hohen Elektronendichte und -beweglichkeit im GaN werden Ionen durch Kollision mit Elektronen aus ihren Positionen „herausgeworfen“, und sie migrieren in benachbarte Materialien wie Substrat oder Anpassungsschicht. Das führt auf Dauer zum „Abwandern“ des Materials und zur Verschlechterung elektrischer Eigenschaft bis zum Ausfall des Bauelements. Mit anderen Worten, die Langzeitstabilität der GaN-HFETs kann in diesem Fall nicht gewährleistet werden.

Um die vorteilhafte Zusammensetzung chemisch-physikalischer Eigenschaften des GaN-Materials im vollen Umfang auszuschöpfen, sind erhebliche technologische Verbesserungen notwendig. Hohe Feldstärken an der Chipoberfläche ist beispielsweise eine große Herausforderung für das umliegende Gehäuse [145]. Auch in Fragen der Langzeitstabilität und der Schaltrobustheit gibt es noch erhebliches Verbesserungspotenzial [15].

### **3.3. Kommerzielle GaN-basierte Leistungstransistoren**

Zahlreiche Forschungsinstitute, Universitäten und Unternehmen beschäftigen sich mit GaN-basierten Halbleitern, kommerziell sind jedoch AlGaN/GaN-Leistungstransistoren nur sehr beschränkt verfügbar. Besonders US-amerikanische und japanische Forscher haben die GaN-Technologie weiter entwickelt. Unter den amerikanischen Firmen und Forschungszentren sind vor allem EPC, Transphorm, International Rectifier, HRL Laboratories, RMD, Oak Ridge National Laboratory, Virginia Polytechnic, ON Semiconductor sowie Massachusetts Institute of Technology zu erwähnen [146]. Bei den japanischen Firmen sind erstrangig Sanken, Panasonic, Furukawa, Toshiba sowie Fujitsu Semiconductor aufzuzählen [147]. Auch Forschungsinstitute und Firmen aus anderen Ländern, wie GaN Systems (Kanada), NXP Semiconductors (Niederlande), STMicroelectronics (Schweiz), Ferdinand-Braun-Institut und MicroGaN (Deutschland) berichten über ihre Erfolge bei GaN-Bauelementen [65], [147], [148], [149], [150]. In *Tabelle 3. 1* sind AlGaN/GaN-Leistungstransistoren mit ihren wichtigsten Charakteristika<sup>15</sup> zusammengefasst, die auf dem Markt zur Verfügung stehen bzw. als Engineering Samples bereits jetzt oder in Kürze verfügbar sind.

---

<sup>15</sup> Alle Angaben bei T=25°C

Hersteller (Bezeichnung)	$U_{Br}$	$I_d$	$R_{ds(on)}$	Betriebsart	Substrat, Gehäuse
EPC (eGaN® FETs)	200 V	12 A	25 mΩ	normally-off $U_{th} = 1,6$ V	Si, LGA <sup>16</sup>
	450 V	4 A	400 mΩ	normally-off	
STMicroelectronics	200 V	k. A.	k. A.	normally-off	Si
GaN Systems	200 V	k. A.	k. A.	normally-off	Si, LGA
	600 V	14 A	k. A.	normally-on mit MOSFET-Kaskode	SiC, PQFN
Transphorm (EZ-GaN® HEMTs)	600 V	17 A	150 mΩ	normally-on mit MOSFET-Kaskode	Si, TO-220 (QUET-TAB™)
ON Semiconductor	650 V	2 A to 50 A	1 mΩ to 38 mΩ	normally-on	k. A.
Panasonic (GaN-GITs <sup>17</sup> )	600 V	15 A	56 mΩ	normally-off	Si, QFN <sup>18</sup>
		30 A	34 mΩ	normally-off $U_{th} = 1,2$ V	Si, TO-220D
International Rectifier (GaNpowlR)	100 V	k. A.	35 mΩ	k. A.	Si, LGA
	600 V	80 A	70 mΩ	normally-on mit MOSFET-Kaskode	Si, QFN
Sanken (AlGaIn/GaN HFET)	600 V	20 A	72 mΩ	normally-off $U_{th} = 1$ V	k. A.
RMFD	650 V	30 A	45 mΩ	normally-on mit MOSFET-Kaskode	SiC, TO247
		15 A	85 mΩ		SiC, PQFN <sup>19</sup>
MicroGaN (HEMT)	600 V	k. A.	250 mΩ	normally-on mit MOSFET-Kaskode	k. A.

**Tabelle 3. 1:** Überblick über die modernen kommerziellen AlGaIn/GaN Leistungstransistoren  
(erhebt keinen Anspruch auf Vollständigkeit und/oder Aktualität)

International Rectifier präsentiert AlGaIn/GaN HEMTs auf 725 µm Si-Substrat (200 mm Wafer) mit einer rissfreien und unter geringer Zugspannung hergestellten 2,25 µm dicken GaN-Schicht. GaN-basierte Schalttransistoren mit dem Markennamen

<sup>16</sup> Land Grid Array

<sup>17</sup> Gate Injection Transistor

<sup>18</sup> Quad Flat No-Leads

<sup>19</sup> Power Quad Flat No-Lead

GaN-powIR kommen als 600 V, 80 A Bauelemente mit einer Stromdichte von mehr als 500 A/cm<sup>2</sup> bei 150°C als Engineering Samples auf den Markt [151]. Bei den Transistoren unter 480 V Sperrspannung seien bereits Zuverlässigkeitstests durchgeführt, bei denen die Bauelemente eine Stabilität während einer 5000 Stunden dauernden Testphase zeigten. Die GaNpowIR sind selbstleitend und sind zusammen mit einem niederohmigen Si-MOSFET in einer Kaskodenkonfiguration in einem Gehäuse untergebracht.

Ein anderer amerikanischer Hersteller von GaN-Transistoren – Transphorm - bietet ebenfalls 600 V Bauelemente in Kaskodenkonfiguration. Seine GaN HEMTs sind in der Lage 400 V in 3,5 ns zu schalten [290]. Die Bauelemente haben eine maximale Betriebstemperatur von 175°C und sind bereits weitgehend untersucht und in einigen Anwendungen eingesetzt [96], [97], [98], [152], [153], [154].

Die GaN-basierten FETs der Firma RFMD [55], die so genannten SSFETs<sup>20</sup>, mit Sperrspannungen bis 650 V und Strömen bis zu 30 A in zwei verschiedenen Gehäusen (TO247 und PQFN) werden bereits in Hochsetzstellern mit einer Ausgangsleistung bis zu 3 kW eingesetzt [155]. Auch GITs von Panasonic sind in Anwendungen mit 1 kW-Ausgangsleistung sowohl bei hartem Schalten mit 500 kHz (Hochsetzsteller) wie auch in resonanten Schaltungen (LLC) mit 1 MHz erprobt [155].

GaN Systems ist der erste Hersteller, der außer 200 V und 600 V bereits 1200 V Bauelemente (35 A Strom, 100 mΩ Bahnwiderstand) ankündigte [156]. Auch hier wird eine Kaskodenkonfiguration verwendet, jedoch auf einem Chip. Durch geringere Streuinduktivitäten können dadurch höhere Effizienzgrade erreicht werden [157].

Als erster Hersteller entwickelte Firma EPC Niedervolt-AlGaN/GaN-Transistoren zunächst bis zu 200 V, später bis zu 450 V Sperrspannung für den kommerziellen Gebrauch, die bei Betriebstemperaturen bis zu 150°C eingesetzt werden können. Diese Bauelemente sind am weitesten entwickelt, hinsichtlich der Zuverlässigkeit untersucht und finden bereits Einsatz in mehreren Anwendungen. Die Eigenschaften dieser Bauelemente sowie ihre Einsatzmöglichkeiten sind in [158], [159], [160], [161], [162], [163], [164], [165], [166], [167] beschrieben.

Steile Schaltflanken, die zu Überspannungen und damit zu höheren Verlusten bzw. Schädigungen führen können, sind durch geringe Streuinduktivitäten zu vermeiden. Ein sehr niederinduktives Gehäuse ist besonders bei schnellen Schaltgeschwindigkeiten unbedingt erforderlich. Diverse Hersteller von GaN-basierten Bauelementen haben unterschiedliche Herangehensweisen an diese Problematik. Bauelemente bis 600 V sind bis jetzt in der Gehäuseform TO-220 mit verschiedenen Kombinationen (QUET-TAB™, 3- oder 5-Pins) sowie PQFN zu haben. Bei Niedervolt-Bauelementen bis 200 V gibt es kein genormtes Gehäuse herkömmlicher Bauart. Beispielsweise werden die Anschlusskontakte, die in mehreren Streifen gefertigt sind, direkt auf die Leiterplatte gelötet und die obere Seite (Substrat) ist mit einer Metallisierungsschicht bedeckt.

---

<sup>20</sup> Source-switched



### **3.4. Anwendungsbezogener Vergleich AlGaIn/GaN-Leistungstransistoren versus Si- und SiC-Pendants**

An dieser Stelle ist ein Vergleich zwischen GaN-basierten Leistungstransistoren mit Si- und SiC-Bauelementen in Bezug auf mögliche Anwendungsbereiche angebracht. Die Frage, welche der Halbleitermaterialien am besten sind, und welchen die Zukunft gehört wurde oft genug gestellt und diskutiert [4], [3], [168]. Indem Si-Halbleiter seit Jahrzehnten den Markt beherrschen, SiC-Leistungshalbleiter seit über 10 Jahren kommerziell verfügbar sind, stehen GaN-basierte Leistungstransistoren erst am Anfang ihrer kommerziellen Einführung in den Markt der Leistungselektronik [10].

In Silizium- und SiC-Technologie gibt es vertikale Bauelemente, die höhere Durchbruchspannungen und wesentlich höhere Ströme ermöglichen. Bislang sind keine GaN-basierten Leistungstransistoren mit einer vertikalen Struktur kommerziell verfügbar, denn die Herstellkosten der drei-dimensionalen GaN-Einkristallstruktur sind enorm hoch und die Technologie ist noch nicht ausgereift. Laterale GaN-basierte Leistungstransistoren sind zwar im Kommen und gewinnen zunehmend an Bedeutung, sie bringen jedoch die Nachteile lateraler Bauelemente mit sich: eine vergleichsweise stärkere Erhöhung der Chip-Größe bei Steigerung der Durchbruchspannungen und der Ströme.

In Hinsicht auf die Anwendungen muss zwischen zwei Spannungsklassen unterscheiden werden: mit Sperrspannungen bis zu 200 V und bis zu 600 V bzw. 650 V. Bei den niedrigeren Spannungsklassen konkurrieren die GaN-basierte Transistoren mit Si-Bauelementen, bei den Spannungen bis zu 650 V, sowohl mit Si- wie auch mit SiC-Halbleitern. Die gegenwärtigen GaN-basierten Leistungstransistoren haben einen Gate-Spannungsbereich, der mit Si- und SiC-Bauelementen nicht kompatibel ist. Daher sind neue Entwicklungen im Bereich Gatetreiber notwendig.

Eine Erhöhung der Schaltfrequenzen bei GaN-basierten Transistoren führt, bei vergleichbaren Schaltverlusten, zu Größen- und Gewichts-Reduzierung<sup>21</sup> der gesamten Schaltungen. Höhere Leistungsdichten können nicht nur mit hohen Frequenzen sondern auch unter Ausnutzung der Hochtemperaturtauglichkeit von GaN-basierten Leistungstransistoren erreicht werden.

AlGaIn/GaN-HFETs, als laterale Bauelemente, sind gut für integrierte Schaltungen geeignet und können, aufgrund kurzen Gates und hoher Sättigungsgeschwindigkeit der Elektronen, bei höheren Frequenzen jedoch mit gleichen Schaltverlusten wie bei Si-FETs für vergleichbare Spannungs- und Stromklassen schalten. Als ideal können sich Anwendungen in hochfrequenten integrierten Schaltungen bei ca. 1000 V bis 1500 V und einigen zehn Ampere erweisen [145]. Die maximalen Grenzen liegen bei ca. 2000 V Sperrspannungen und ca. 100 A Strömen [15]. Als Beispiel sind folgende Applikationen zu nennen: PV-Mikro-Inverter, LED-Beleuchtungstechnik, Auto-

---

<sup>21</sup> In wieweit die Schaltfrequenzen erhöht werden können und welche Rolle dabei magnetische Bauelemente spielen, gehört zum Forschungsbereich dieser Arbeit.

Dashboard-Versorgung, dezentrale Gleichstromnetze in Bürogebäuden. GaN-HFETs finden bereits Einsatz in mehreren Anwendungen [169], [170].

SiC-Bauelemente sind, unabhängig von den Kosten, in Anwendungen über 1000 V Sperrspannung und ohne Einschränkungen für die Ströme einsetzbar.

Letztendlich kommt es nicht auf das Material an, sondern auf die Umsetzung der Funktionalität, und da fehlt es bei GaN-Bauelementen noch an Jahrzehnten der technologischen Erfahrungen. Außerdem braucht das Erobern der neuen bzw. der bestehenden Applikationsgebiete viel Zeit.

### **3.5. Zusammenfassung**

Es wurden zusammenfassend folgende Aspekte der GaN-basierten Leistungshalbleiter betrachtet: Substrate, Durchbruchspannung, Bahnwiderstand, Leckströme, bidirektionales Schalten und Betriebsart. Es sei an dieser Stelle noch einmal zu betonen, dass solche Eigenschaften wie der dynamische Einschaltwiderstand, selbstsperrende Betriebsart sowie die Leckströme noch sehr hohe technische Herausforderungen sind.

AlGaN/GaN-Leistungstransistoren brauchen für Kommutierungsvorgänge weder eine externe Rückwärts-Freilaufdiode noch eine Bodydiode. Als solcher hat der Betrieb in Sperrrichtung oder ein so genannter Diodenbetrieb einen anderen Mechanismus als bei MOSFETs jedoch eine ähnliche Funktion. GaN-basierte Transistoren mit AlGaN-Konfiguration weisen eine hohe chemische und thermische Stabilität auf und können für robuste Hochleistungs-Anwendungen und den Betrieb bei extrem hohen Temperaturen eingesetzt werden.

Ferner wurde in diesem Kapitel ein Überblick über den aktuellen Stand der Technik bei GaN-basierten Leistungstransistoren gegeben. Es wurden unterschiedliche Strukturen bei den lateralen AlGaN/GaN-basierten Transistoren beschrieben und ihr Zusammenhang mit den zu verbessernden Parametern hergestellt.

AlGaN/GaN-Leistungstransistoren kommen auf den freien Markt. Einige der GaN-Transistoren der Spannungs-klasse bis zu 650 V stehen als Labormuster zur Verfügung. Die ersten (von der Firma EPC) AlGaN/GaN-HFETs der Spannungs-klasse von 200 V sind bereits frei verfügbar und können zu Test- und Design-Zwecken eingesetzt werden. Sie wurden im Rahmen dieser Arbeit untersucht.

## 4. Verlustbetrachtungen in EPC 2010 eGaN® HFETs in einem Synchron-Tiefsetzsteller

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurden die zu dem Zeitpunkt einzigen kommerziell verfügbaren AlGaIn/GaN Leistungstransistoren der Firma Efficient Power Conversion EPC eGaN® FETs untersucht. Da die AlGaIn/GaN HFETs eine interne rückwärtsleitende Funktion haben, können sie sowohl als Schalter wie auch als Dioden in Gleichstromwandlern eingesetzt werden. Aus diesem Grunde wurde als Topologie ein Synchron-Tiefsetzsteller ausgewählt, der unkompliziert bezüglich der gestellten Forschungsziele realisierbar ist. Nach dem Erläutern der Struktur und Eigenschaften der Bauelemente wurde das Schaltverhalten der untersuchten Halbleiter in einem Synchron-Tiefsetzsteller modelliert und ihre Verlustleistungen analysiert.

### 4.1. Charakteristika und experimentelle Untersuchung der eGaN® FETs

EPC2010 eGaN® FETs haben eine laterale AlGaIn/GaN-Struktur mit einem Verarmungs-Gebiet unter dem Gate und sind selbstsperrend [136]. Alle Source- und Drain-Anschlüsse befinden sich parallel in abwechselnder Reihenfolge in sehr geringem Abstand zu einander. Durch diese Struktur kompensieren sich die Streuinduktivitäten durch die so entstandenen parasitären Kapazitäten zwischen den Anschlüssen. Diese Lösung minimiert die parasitären Streuinduktivitäten beträchtlich und ermöglicht damit, die Performance des Transistors zu verbessern. Die Gate-Drain-Kapazität mit max. 12 pF ist sehr gering im Vergleich zu der Gate-Source-Kapazität mit max. 531 pF [166]. Das verleiht dem GaN-Transistor eine gute  $du/dt$ -Festigkeit. Bei den EPC GaN-HFETs sind theoretisch maximale Schaltfrequenzen bis zu 300 MHz<sup>1</sup> möglich. Auch wenn diese Werte praktisch nicht implementierbar sind, liegt der theoretische Wert für die Grenzschaltfrequenz bei einem eGaN® FET um eine Größenordnung höher als bei Si-MOSFETs und bedeutet damit größere Zukunftschancen für GaN-Halbleiter beim Einsatz in Anwendungen bei sehr hohen Schaltfrequenzen.

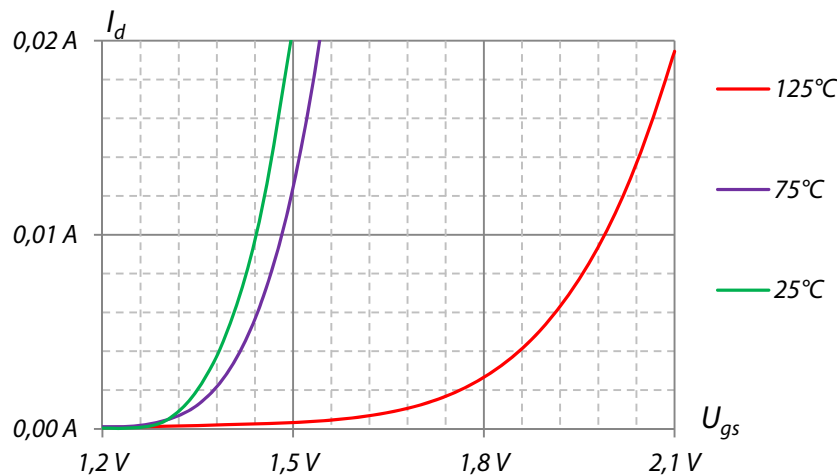
Das statische Verhalten der Bauelemente wurde experimentell untersucht. Eine zuverlässige klassische Untersuchung des dynamischen Verhaltens dieser Bauelemente ist nach unserer Auffassung derzeit nicht gegeben, da eine zuverlässige Strommessung mit konventionellen Messmitteln, aufgrund der extrem geringen Streuinduktivitäten der Bauelemente, nicht möglich ist. Die Spannungsverläufe während der Schaltvorgänge wurden messtechnisch aufgenommen und analysiert.

---

<sup>1</sup>  $f_{sw\ max} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{iss} \cdot R_g}$

#### 4.1.1. Schwellenspannung und Einfluss der Millerkapazität

Nach den Herstellerangaben [166] liegt die Schwellenspannung bei diesen Bauelementen zwischen 0,7 V und 2,5 V bei 25°C. Bei den durchgeführten Untersuchungen wurden Werte zwischen 1,3 und 1,7 V (je nach Temperatur) festgestellt (Abb. 4. 1).



**Abb. 4. 1:** Abhängigkeit des Drain-Stroms  $I_d$  von der Gate-Source-Spannung (EPC2010) bei unterschiedlichen Betriebstemperaturen

Solange die Gate-Source-Spannung  $U_{gs}$  unter dem Schwellenwert liegt, sperrt der Transistor, da der 2DEG-Kanal unterbrochen bzw. noch nicht komplett aufgebaut ist. Sobald die Gate-Spannung den Schwellenspannungswert  $U_{th}$  erreicht, öffnet sich der Kanal vollständig, und der Drain-Strom  $I_d$  fließt.

Im Vergleich zu Silizium-FETs ist die Schwellenspannung bei eGaN® FET niedrig. Auf den ersten Blick bedeutet eine geringere Schwellenspannung niedrigere Treiberleistung und trägt damit zur Erhöhung der Gesamteffizienz des Systems bei. Andererseits, gerade weil das Bauelement schon bei einer geringen Gate-Spannung von 1,5 V oder 1,6 V anfängt, Strom zu führen, muss man besonders darauf achten, dass der Treiberstromkreis so niederimpedant wie möglich gehalten wird, um den Transistor, besonders bei hochfrequentem Schalten, im ausgeschalteten Zustand dezidiert unter diesem Spannungswert zu halten. Der Grund ist folgender: Beim Ausschalten des Transistors wird die Gate-Drain-Kapazität  $C_{gd}$  umgeladen, wodurch sich eine positive Spannung am Gate aufbaut. Um die Erhöhung der Spannung bis auf den Schwellenwert und damit das Wiedereinschalten des Transistors zu verhindern, muss der Treiber als Stromsenke arbeiten. Für niedrigere Impedanzen braucht man eventuell höheren Strom. Dabei spielen die parasitären Kapazitäten und Induktivitäten eine entscheidende Rolle.

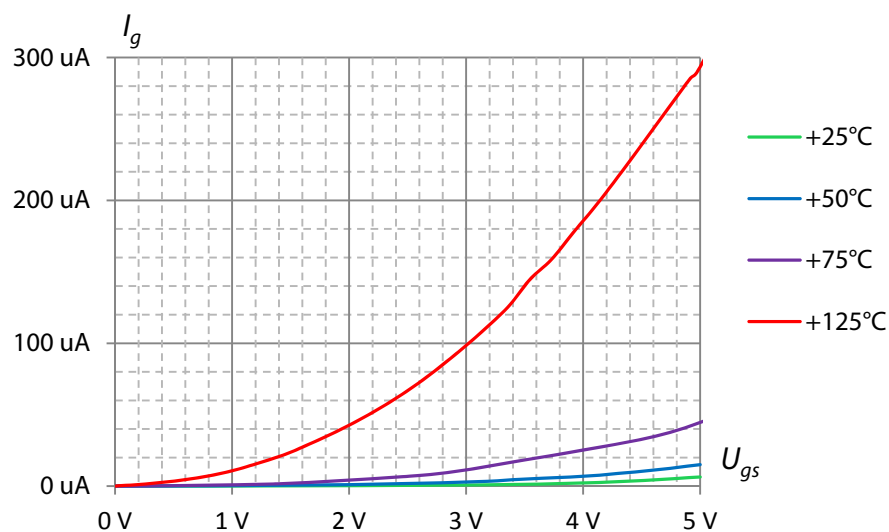
Eine verhältnismäßig geringe Schwellenspannung bei steilen Schaltflanken ist eine Herausforderung. Aufgrund des Miller-Effekts können schnelle Transienten ein ungewolltes Einschalten des Bauelements verursachen. In einer Halbbrücke kann dies zum

Kurzschluss führen. Um das zu verhindern, ist es empfehlenswert den Ein- und Ausschaltpfad zu trennen. Der Ausschalt-Gate-Widerstand sollte also so gering wie möglich sein. Der Einschalt-Gate-Widerstand soll optimal gewählt werden: klein genug, um die Vorteile der schnellen Schaltfähigkeit nicht zu dezimieren, und groß genug, um zu steile Spannungsanstiege und große Überspannungen zu verhindern. GaN-HFETs sind extrem empfindlich für Störsignale, die dadurch verursacht werden, dass während einer sehr schnellen Drain-Source-Spannungsänderung ein Strom durch die Miller-Kapazität fließt. Eine Kombination von schnellen Schaltgeschwindigkeiten und einer geringen Schwellenspannung beeinflusst den Miller-Effekt im starken Maße [169].

#### 4.1.2. Ansteuerung des Gates und Gate-Source-Charakteristika

Die maximale Gate-Spannung  $U_{gs}$  beträgt 6 V und darf nicht andauernd angelegt werden, da dadurch eine irreversible Schädigung der Bauelement-Struktur im Gate-Bereich entstehen kann [169]. EPC eGaN-HFETs werden üblicherweise mit einer  $U_{gs} = \pm 5 \text{ V}$  angesteuert. Dieser Ansteuerungsbereich ist im Vergleich zu MOSFETs relativ klein und erfordert, die parasitären Induktivitäten im Gate-Kreis zu minimieren.

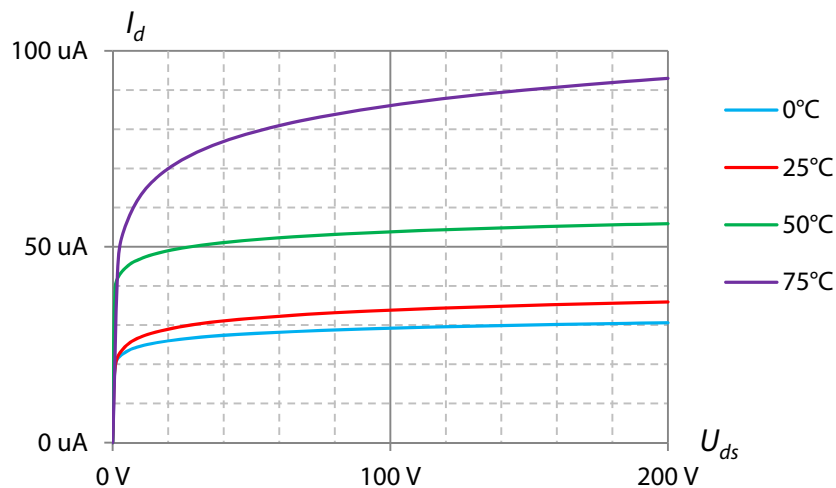
Der statische Gatestrom zeigt eine nichtlineare Abhängigkeit von der Gate-Source-Spannung bei verschiedenen Betriebstemperaturen (Abb. 4. 2).



**Abb. 4. 2:** Statischer Gatestrom als Funktion der Gate-Source-Spannung (EPC2010) bei unterschiedlichen Betriebstemperaturen

#### 4.1.3. Leckströme im Sperrzustand

In der vorliegenden Arbeit wurden Transistoren mit 200 V Sperrspannung untersucht. Die Bauelemente der 200 V-Spannungsklasse haben laut Datenblatt bei gleichen Testbedingungen einen maximalen Drain-Source-Leckstrom von  $150 \mu\text{A}$ . Die Untersuchungen dieser Transistoren zeigten, dass der tatsächliche Drain-Source-Leckstrom weit unter den vom Hersteller angegebenen Werten liegt (Abb. 4. 3).

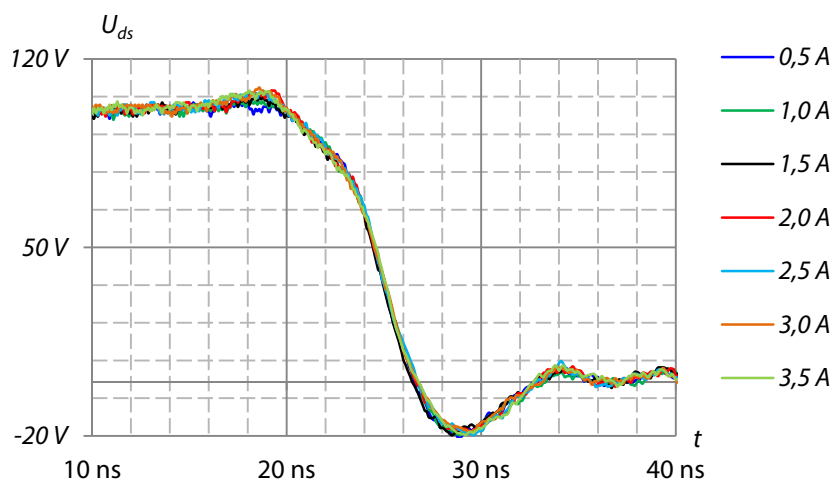


**Abb. 4. 3:** Abhängigkeit des Leckstroms  $I_d$  von der angelegten Drain-Source-Spannung (EPC2010) bei unterschiedlichen Betriebstemperaturen ( $U_{gs} = -5\text{ V}$ )

Die experimentellen Untersuchungen zeigen, dass sich die gemessenen Werte der Bauelemente der neueren Generationen verbessern: Lagen die Werte der anfänglich untersuchten GaN-HFET-Transistoren nahe der Datenblatt-Angaben<sup>2</sup>, so haben die neueren Bauelemente erheblich bessere Werte im Vergleich zu der ersten Generation.

#### 4.1.4. Schaltgeschwindigkeit

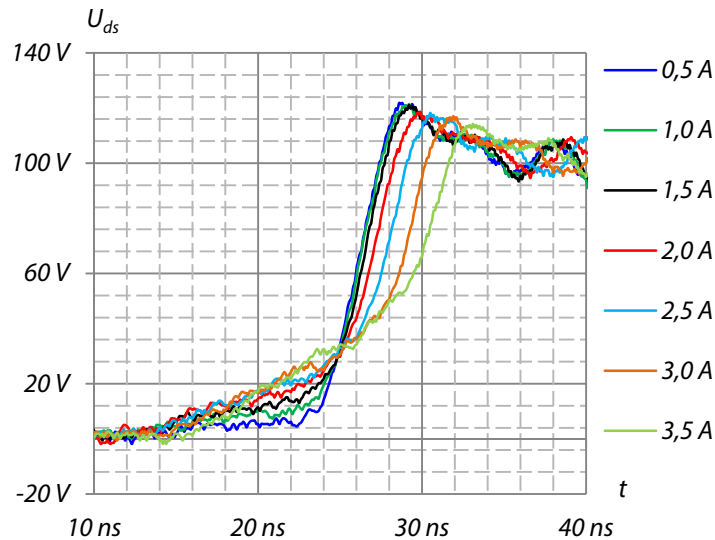
Die experimentell ermittelte Spannungsabstiegsgeschwindigkeit der untersuchten EPC GaN-Transistoren EPC2010 beim Einschalten beträgt ca. 25 V/ns. Die Zeitspanne des Drain-Source-Spannungsabstiegs bei 100 V  $U_{ds}$  liegt bei 5 ns (Abb. 4. 4).



**Abb. 4. 4:** Drain-Source-Spannung während des Einschaltvorgangs eines EPC 2010 bei verschiedenen Strömen

<sup>2</sup> Bei Temperaturen zwischen 100°C und 125°C lagen die Leckstrom-Werte bei 400  $\mu\text{A}$ .

Die experimentell ermittelte Spannungsanstiegsgeschwindigkeit  $du/dt$  der untersuchten EPC GaN-Transistoren EPC2010 beim Ausschalten beträgt, je nach Laststrom, zwischen 8 V/ns und 15 V/ns. Die Zeit des Drain-Source-Spannungsanstiegs auf 100 V liegt zwischen ca. 8 ns und 15 ns, je nach Ausgangsstrom (Abb. 4. 5).



**Abb. 4. 5:** Spannungsverlauf beim Ausschaltvorgang eines EPC 2010 bei verschiedenen Strömen

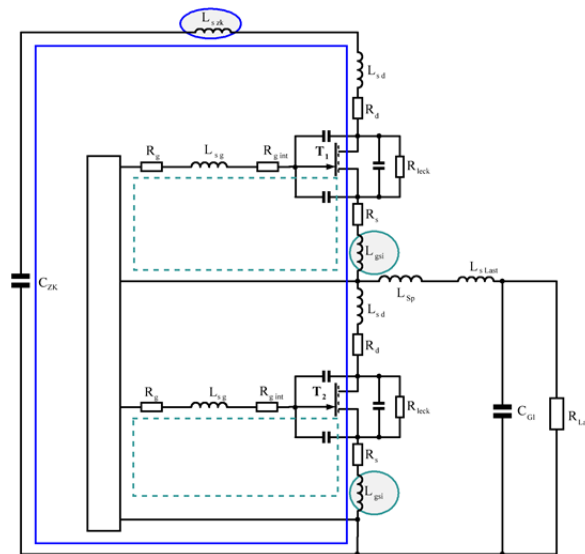
Wie man den beiden Abbildungen entnehmen kann, hat der Strom beim Einschaltvorgang so gut wie keinen Einfluss auf die Schaltzeit. Beim Ausschalten sieht es jedoch anders aus: Die Schaltzeit vergrößert sich mit dem Strom. Dies ist durch die Topologie bedingt. In der untersuchten Topologie des Synchron-Tiefsetzstellers ist grundsätzlich die in der Speicherdrossel befindliche Energiemenge für diese zeitliche Änderung verantwortlich, da sie stromabhängig ist.

Dadurch, dass ein eGaN® FET kein konventionelles Gehäuse (TO, S08, DPAK) hat und somit kaum Leiter- und Bahnbereiche bestehen, verfügt er über geringe interne parasitäre Induktivitäten und Widerstände. Außer der internen parasitären Induktivitäten, haben ebenfalls externe parasitäre Induktivitäten einen erheblichen Einfluss auf das Schaltverhalten. Aufgrund der hohen Induktivitäten einer Messanordnung (ähnlich hoch, wie die internen Streuinduktivitäten des Transistors) wurde bei der Untersuchung des dynamischen Verhaltens der eGaN® FETs auf direkte Messungen des Drain-Stroms verzichtet, um das Schaltverhalten der Transistoren so wenig wie möglich zu beeinflussen.

#### 4.1.5. Auswirkung der Streuinduktivitäten auf das Schaltverhalten der eGaN® FETs in einem Synchron-Tiefsetzsteller

Das Schaltverhalten beider Transistoren wird durch parasitäre Streuinduktivitäten beeinflusst. Besonderes Ausmaß an negativen Wirkungen haben dabei die gemeinsame Sourceinduktivität ( $L_{gsi}$ ) und die Streuinduktivität im Hauptschaltkreis ( $L_{szk}$ ). Als

gemeinsame Sourceinduktivität<sup>3</sup> bezeichnet man die Induktivität, die direkt am Sourceanschluss liegt, sowohl im Source-Gate Kreis, wie auch im Hauptstrompfad [171]. In *Abb. 4. 6* ist die gemeinsame Sourceinduktivität als  $L_{gsi}$  bezeichnet. Die Auswirkung der gemeinsamen Sourceinduktivität besteht darin, dass die Veränderung des Drain-Stroms während eines Schaltvorgangs einen Spannungsabfall über dieser Induktivität verursacht. Dieser Spannungsabfall wirkt sich seinerseits auf die Gate-Source-Spannung aus, die wiederum den Schaltvorgang beeinflusst [172]. Je nachdem, ob der GaN FET als aktiver Schalter oder als Diode fungiert, ist der Einfluss der gemeinsamen Sourceinduktivität unterschiedlich.



**Abb. 4. 6:** Synchron-Tiefsetzsteller-Testschaltung mit parasitären Elementen (basierend auf [99])

Zunächst wird die Wirkung der gemeinsamen Sourceinduktivität bei dem oberen, aktiven Schalter  $T_1$  betrachtet. Der steigende Strom, der durch die Sourceinduktivität fließt, induziert ein magnetisches Feld, das seinerseits eine Spannung über der Induktivität induziert, die gegen die angelegte Spannung gerichtet ist. Da diese Induktivität in dem gemeinsamen Pfad mit dem Gate-Treiber liegt, verlangsamt sich dadurch der Anstieg der Gate-Source-Spannung, was zur Verlängerung der Einschaltzeit führt. Der abnehmende Strom dagegen, beim Ausschaltvorgang, induziert an der gemeinsamen Sourceinduktivität eine Spannung, die in die gleiche Richtung wie die Gate-Source-Spannung gerichtet ist und die letztere damit unterstützt, was den Ausschaltvorgang ebenfalls verlangsamt. Demzufolge erhöhen sich bei dem aktiven Schalter die Schaltzeiten mit steigender gemeinsamer Sourceinduktivität und führen damit zur Erhöhung der Schaltverluste. Bei dem unteren Transistor, der für die Dioden-Funktion eingesetzt wird, führt die Erhöhung der gemeinsamen Sourceinduktivität zur Verkürzung der Totzeit und damit zur Reduzierung der Verluste, die dadurch entstehen. Außerdem verhindert sie das ungewollte Einschalten des

<sup>3</sup> Englische Bezeichnung für die gemeinsame Sourceinduktivität: Common Source Inductance (CSI)



unteren Transistors, während der obere Schalter den Strom führt. Kurzum, die gemeinsame Sourceinduktivität hat zwei gegenseitige Auswirkungen. Beim aktiven oberen Schalter verursacht sie zusätzliche Schaltverluste durch die Verlangsamung der Schaltvorgänge. Beim unteren Transistor, der in der Dioden-Funktion arbeitet, führt sie zur Verkürzung der Totzeit und damit zur Verlustreduzierung. Die gemeinsame Sourceinduktivität wird in erster Linie durch die Streupfadführung im Gehäuse bestimmt und weiterhin durch das Design auf der Platine, und kann bei einem optimierten PCB-Design bis auf ca. 0,1 nH minimiert werden [171]. Die Streuinduktivität im Hauptschaltkreis addiert sich aus den Drain- und Source-Induktivitäten beider Transistoren sowie der Zwischenkreisinduktivität. Gemeinsam mit der Ausgangskapazität bildet diese Induktivität einen Resonanzkreis und verursacht damit Oszillationen, die zu zusätzlichen Verlusten im Transistor führen können [173].

## 4.2. Allgemeine Verlustbetrachtungen

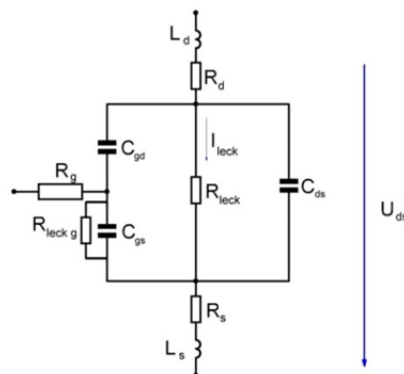
Verlustleistungen in einem eGaN® FET werden durch die Verluste im statischen Zustand und die Verluste während der Schaltvorgänge verursacht. Da die AlGaN/GaN Transistoren keinen parasitären bipolaren  $pn$ -Übergang besitzen, entfallen die Sperrschichtverluste in diesen Bauelementen.

### 4.2.1. Statische Verluste

Statische Verluste in einem Halbleiterschalter summieren sich aus *Sperrverlusten* aufgrund der Leckströme im ausgeschalteten Zustand und aus *Durchlassverlusten*, verursacht durch einen, wenn auch sehr geringen, Bahnwiderstand im eingeschalteten Zustand. Die Sperrverluste ( $P_{Sp}$ ) werden durch die Leckströme verursacht und sind von diesen sowie von der angelegten Sperrspannung abhängig:

$$P_{Sp} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} U_{ds} \cdot I_{d,leck}(t) dt \quad (4.1)$$

Das statische Verhalten eines GaN-Leistungstransistors im ausgeschalteten Zustand ist im Ersatzschaltbild *Abb. 4.7* beschrieben.



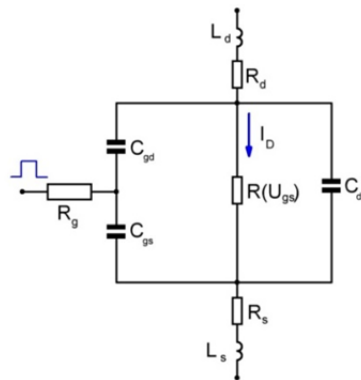
**Abb. 4.7:** Ersatzschaltbild eines eGaN® FETs im ausgeschalteten Zustand (basierend auf [99])

Der Leckstrom des eGaN® FETs liegt zwischen 50  $\mu\text{A}$  und 150  $\mu\text{A}$  (Abb. 4. 3). Bei 100 V Zwischenkreisspannung entspricht das einem  $R_{leck}$  zwischen 666,7 k $\Omega$  und 2000 k $\Omega$ .

Die Durchlassverluste ( $P_{cond}$ ) werden durch Leitverluste im eingeschalteten Zustand, also durch den Einschaltwiderstand und den geführten Strom bestimmt:

$$P_{cond} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} R_{ds\ on} \cdot I_d^2(t) dt \quad (4. 2)$$

Das statische Verhalten eines GaN-Leistungstransistors im eingeschalteten Zustand zeigt Ersatzschaltbild Abb. 4. 8.



**Abb. 4. 8:** Ersatzschaltbild eines eGaN® FETs im eingeschalteten Zustand (basierend auf [99])

Der  $R(U_{gs})$  hat den minimalen Wert bei der höchst zulässigen Gate-Source-Spannung und beträgt ca. 18 m $\Omega$  bei 25°C und 28 m $\Omega$  bei 125°C.

#### 4.2.2. Dynamische Verluste

Dynamische Verluste entstehen durch transiente Übergänge vom Sperrzustand in den Durchlasszustand (Einschaltvorgang) und umgekehrt aus dem Durchlasszustand in den Sperrzustand (Ausschaltvorgang) und können zuerst in kapazitätsabhängige Verluste und kanalmodulationsabhängige Verluste aufgeteilt werden. Bei Si- und SiC-Schaltern gibt es außerdem Verluste, die durch das Abbauen der Speicherladung entstehen. Da die eGaN® FETs eine laterale Struktur haben und über keinen parasitären bipolaren  $pn$ -Übergang verfügen, besitzen sie keine Speicherladung. Damit entstehen in diesen Bauelementen keine speicherladungsabhängigen Verluste.

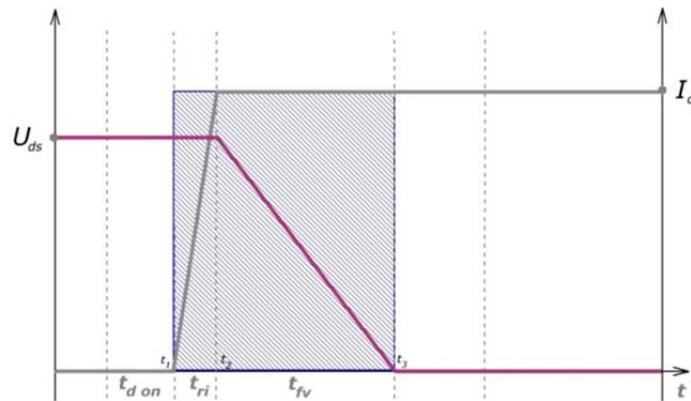
Die *kapazitätsabhängigen* Verlustenergien in einem Transistor entstehen durch das Umladen der Gateladung  $Q_g$  und der Ausgangsladung  $Q_{oss}$ :

$$E_{kap} = \int_{U_1}^{U_2} Q_g(U) dU + \int_{U_1}^{U_2} Q_{oss}(U) dU \quad (4. 3)$$

Die *kanalmodulationsabhängigen*<sup>4</sup> Verlustenergien werden durch den Kommutie-

<sup>4</sup> Generell sind diese Verluste von dem Kanalwiderstand abhängig:  $E_R = \int \left(\frac{u(t)}{R(t)}\right)^2 \cdot R(t) dt$

rungsvorgang bestimmt. Die Verlustenergien beim Einschalten entstehen im Zeitintervall  $[t_1; t_2]$ , wenn der Drain-Strom steigt, bevor die Drain-Source-Spannung beginnt zu sinken, und im Zeitintervall  $[t_2; t_3]$ , wenn die Drain-Source-Spannung noch nicht abgebaut ist, obwohl der volle Drain-Strom fließt (Abb. 4. 9).

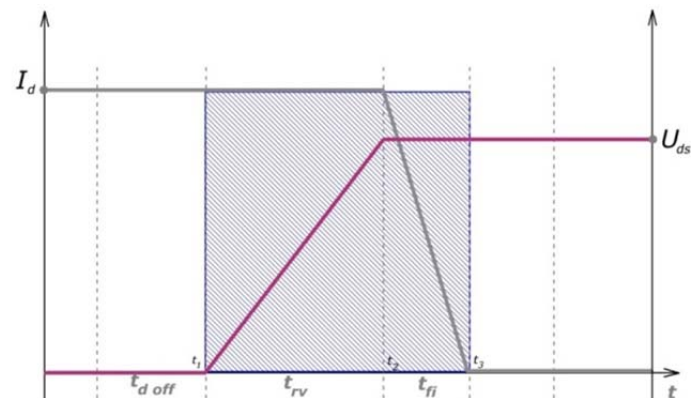


**Abb. 4. 9:** Linearisierte Schaltzustände beim Einschalten, ohne Berücksichtigung der parasitären Induktivitäten: Das schraffierte Segment charakterisiert den Bereich, in dem die Einschaltverluste entstehen (basierend auf [174])

Die Verlust-Einschaltenergie errechnet sich aus Abb. 4. 9 unter Berücksichtigung der Linearisierung und Vernachlässigung der Überstromspitze und anderer parasitär verursachter Phänomene:

$$E_{sw on} = U_{ds} \cdot \frac{I_d}{t_{ri}} \int_{t_1}^{t_2} t dt + I_d \cdot \left( U_{ds} \int_{t_2}^{t_3} dt - \frac{U_{ds}}{t_{fv}} \int_{t_2}^{t_3} t dt \right) \quad (4. 4)$$

Die Verlustenergien beim Ausschalten entstehen im Zeitintervall  $[t_1; t_2]$ , wenn die Drain-Source-Spannung steigt, bevor der Drain-Strom zu sinken beginnt, und im Zeitintervall  $[t_2; t_3]$ , wenn die Drain-Source-Spannung bereits ihren Wert erreicht hat, bevor der Drain-Strom abgebaut ist (Abb. 4. 10).



**Abb. 4. 10:** Linearisierte Schaltzustände beim Ausschalten, ohne Berücksichtigung der parasitären Induktivitäten: Das schraffierte Segment charakterisiert den Bereich, in dem die Ausschaltverluste entstehen (basierend auf [174])

Die Verlust-Ausschaltenergie errechnet sich aus *Abb. 4. 10* nach der gleichen Vorgehensweise:

$$E_{sw\ off} = I_d \cdot \frac{U_{ds}}{t_{rv}} \int_{t_1}^{t_2} t \, dt + U_{ds} \cdot \left( I_d \int_{t_2}^{t_3} dt - \frac{I_d}{t_{fi}} \int_{t_2}^{t_3} t \, dt \right) \quad (4.5)$$

Aus (4.4) und (4.5) ergeben sich die gesamten dynamischen Verlustenergien während eines Schaltvorgangs in einem GaN-Transistor. Bei vereinfachten linearen Vorgängen sind die dynamischen Verluste, auch als gesamte Schaltverluste bezeichnet, während des Ein- und Ausschalten eines Transistors entsprechend:

$$E_{dyn} = Q_g \cdot U_{gs} + \frac{1}{2} \cdot Q_{oss} \cdot U_{ds} + \frac{U_{ds} \cdot I_d}{2} \cdot (t_{ri} + t_{fv} + t_{rv} + t_{fi}) \quad (4.6)$$

Berücksichtigt man die durch die parasitären Induktivitäten verursachte Spannungsspitze beim Abschalten des Transistors sowie die kapazitiv bedingte Stromspitze beim Einschalten des Transistors, errechnet sich die dynamische Verlustleistung wie folgt:

$$P_{dyn} = \left( Q_g \cdot U_{gs} + \frac{1}{2} \cdot Q_{oss} \cdot U_{ds} + \frac{U_{ds} \cdot I_{d\ peak}}{2} \cdot t_{ri} + \frac{U_{ds\ peak} \cdot I_d}{2} \cdot t_{rv} + \frac{U_{ds} \cdot I_d}{2} \cdot (t_{fv} + t_{fi}) \right) \cdot f_{sw} \quad (4.7)$$

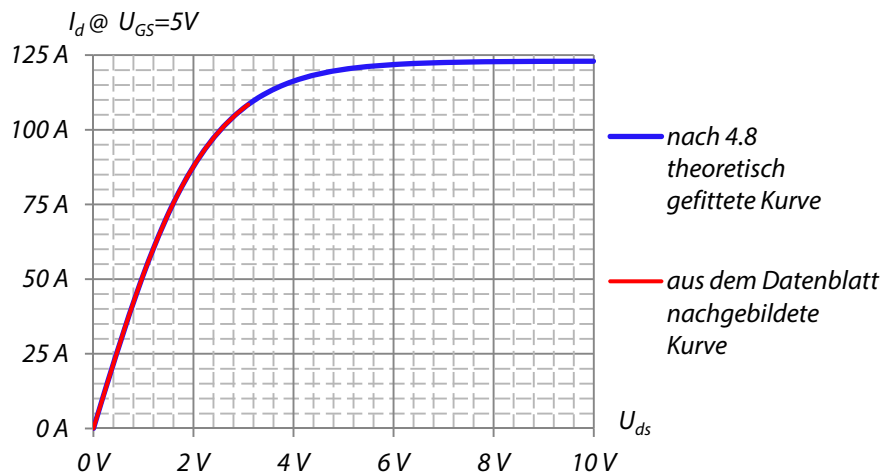
Das dynamische Verhalten und damit die dynamischen Verluste sind bei gleichen Bauelementen in erster Linie von der Ansteuerungsart abhängig. In dieser Arbeit wird ausschließlich das harte Schalten betrachtet, bei dem Momentanwerte des Stroms und der Spannung nicht auf einander abgestimmt sind.

### 4.3. Modellierung des Schaltverhaltens der EPC2010 eGaN® FETs in einem Synchron-Tiefsetzsteller

Das Schaltverhalten der untersuchten GaN-basierten HFETs in einer Synchron-Tiefsetzsteller-Schaltung wurde simulationstechnisch modelliert. Eine Analyse der Datenblatt-Charakteristika für EPC 2010 [166] ergibt eine Näherungsfunktion, die die zeitliche Abhängigkeit des Drain-Stroms von der Drain-Source-Spannung darstellt:

$$I_d(U, t) = I_{d\ max} \cdot \tanh\left(\frac{U}{a}\right) \cdot \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)\right) \quad (4.8)$$

Die Tangens-Hyperbolicus-Funktion resultiert aus dem Fitting des Drain-Stroms auf die Drain-Source-Spannung. Die aus dem Datenblatt nachgebildete und eine gefittete Abhängigkeit des Drain-Stroms bei 5 V Gate-Source-Spannung von der Drain-Source-Spannung sind in *Abb. 4. 11* dargestellt.



**Abb. 4. 11:** Abhängigkeiten (nachgebildet und gefittet) des Drains-Stroms von der Drain-Source-Spannung.

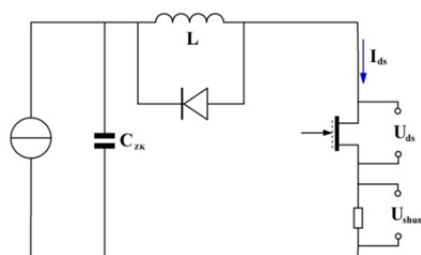
Die Ableitung des Drain-Stroms über die Spannung bzw. die Änderung des Drain-Stroms im Transistor bezogen auf die Änderung der Drain-Source-Spannung, ergibt eine reziproke Abhängigkeit vom Bahnwiderstand  $R_{ds\ on}$ :

$$\left. \frac{\partial I_d(U, t)}{\partial U_{ds}} \right|_{U=0} = \frac{I_{d\ max}}{a} = \frac{1}{R_{ds\ on}} \quad (4. 9)$$

Die Konstante  $a$  ergibt sich aus dem maximalen Drain-Strom  $I_{d\ max}$  und dem Bahnwiderstand:  $a = I_{d\ max} \cdot R_{ds\ on}$  (4. 10)

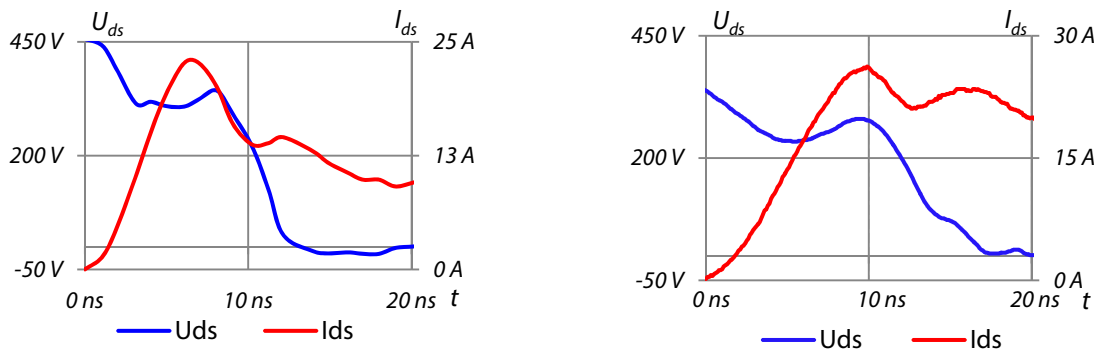
Für einen EPC 2010, angesteuert bei  $U_{gs} = 5\ V$ , werden folgende Werte zugrunde gelegt:  $I_{d\ max} = 123\ A$ ,  $R_{ds\ on} = 19,878\ m\Omega$ , die sich aus dem Fitting ergeben. Allerdings ist der angegebene maximale Strom nicht der des abgeschnürten Kanals. 60 A haben bereits einen Spannungsabfall von 1,193 V zur Folge. Der Referenzwert des Blockierwiderstands ergibt sich aus dem Leckstrom von 150  $\mu A$  bei 160 V aus dem Datenblatt und beträgt näherungsweise 1,07 M $\Omega$ .

Um das allgemeine Schaltverhalten von GaN-basierten Transistoren abzubilden, wurde für weitere Überlegungen das Schalten schneller Halbleitertransistoren in einem konventionellen TO-Gehäuse analysiert. Messtechnische Untersuchungen wurden mit einem GaN-Transistor (600 V/15 A) sowie einem CoolMOS (650 V/200 A) und einer externen SiC-Diode (600 V/16 A) im Doppelpuls-Verfahren durchgeführt (Abb. 4. 12).



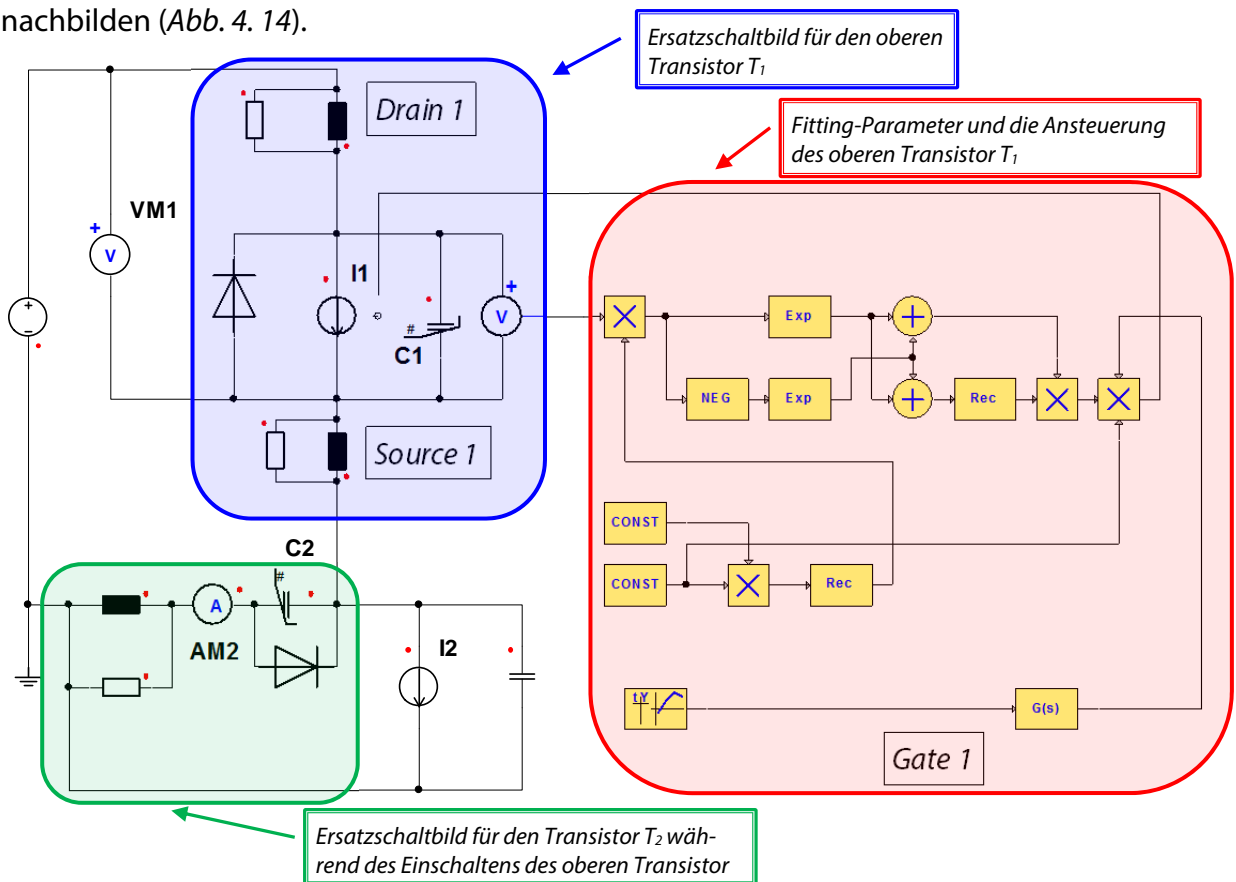
**Abb. 4. 12:** Schaltung zur Untersuchung des Schaltverhaltens von Halbleitern [KDEE]

Die Messergebnisse lieferten Zeitverläufe für den Drain-Source-Strom und –Spannung für den GaN-Transistor (Abb. 4. 13, links) und für den CoolMOS (Abb. 4. 13, rechts).



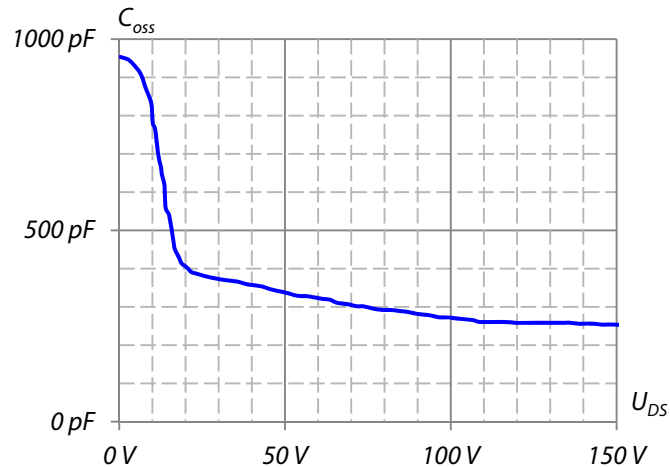
**Abb. 4. 13:** Spannungs- und Stromverläufe während des Einschaltvorgangs eines 600 V GaN-basierten HFETs (links) und eines 700 V CoolMOS (rechts), [KDEE]

Die oberen Überlegungen lassen sich bei der Betrachtung des Schaltverhaltens und der Verlustleistung der EPC 2010 HFETs in einem Synchron-Tiefsetzsteller heranziehen. In der hier vorgestellten Tiefsetzsteller-Schaltung funktioniert der obere Transistor  $T_1$  als Schalter (wie auch bei einem konventionellen Tiefsetzsteller), der untere Transistor  $T_2$  wird wie oben beschrieben als Freilaufdiode betrieben. Die Schaltvorgänge des Transistors  $T_1$  lassen sich im Wesentlichen mithilfe folgender Simulationsschaltung nachbilden (Abb. 4. 14).



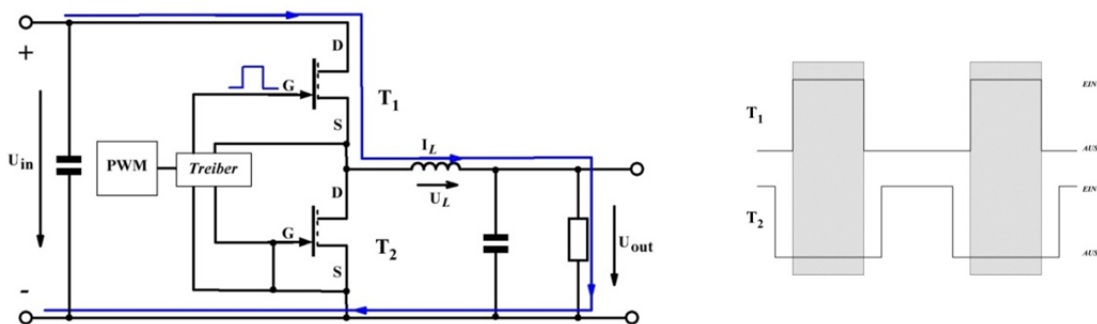
**Abb. 4. 14:** Simulationsschaltung der Schaltvorgänge des oberen Transistors

Der Transistor  $T_1$  wird als Stromquelle  $I_1$  und die Last als Stromquelle  $I_2$  dargestellt. Die Kapazitäten  $C_1$  und  $C_2$  bezeichnen die Ausgangskapazitäten der beiden Transistoren, die als spannungsabhängige Größen nach *Abb. 4. 15* fungieren und als solche Kurve in der Simulationsschaltung hinterlegt sind.



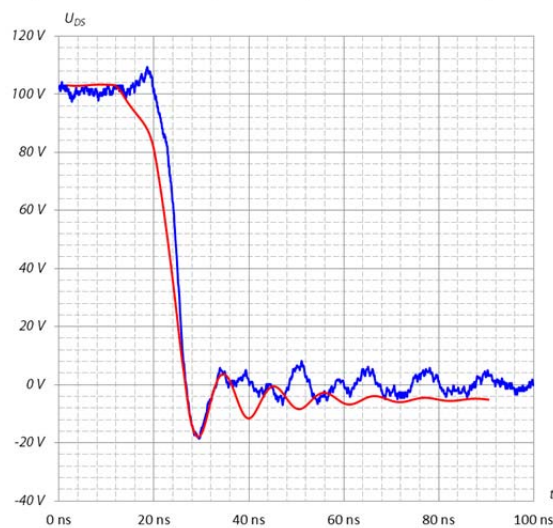
**Abb. 4. 15:** Abhängigkeit der Ausgangskapazität von der Drain-Source-Spannung [166].

Wenn der obere Transistor  $T_1$  eingeschaltet wird, fließt der Strom über ihn und über die Speicherdrossel und lädt sie auf. Der Spannungsabfall  $U_L$  hat die gleiche Richtung wie der fließende Strom  $I_L$ . Der obere Transistor arbeitet im Vorwärtsleit-Modus (*Abb. 4. 16*).



**Abb. 4. 16:** Darstellung des Strompfades im Tiefsetzsteller mit zwei eGaN FETs, wenn der Transistor  $T_1$  im eingeschalteten und  $T_2$  im ausgeschalteten Zustand sind (links). Rechts sind die Schaltimpulse für die Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  für diese Phase (schattiert) dargestellt. An der Steuerelektrode des Transistors  $T_1$  ist eine positive Spannung angelegt, er leitet. Die Speicherdrossel wird aufgeladen. Der Transistor  $T_2$  ist durch einen Quasi-Kurzschluss am Gate gesperrt (basierend auf [174]).

Beim Einschalten des Transistors  $T_1$  entlädt sich seine Ausgangskapazität über den Bahnwiderstand. Gleichzeitig wird die Ausgangskapazität des Transistors  $T_2$  geladen. Beide Vorgänge verursachen Verlustleistung in dem Transistor  $T_1$ . Ein Vergleich des zeitlichen Verlaufs der Spannung  $u_c(t)$  ist graphisch in *Abb. 4. 17* neben dem gemessenen Spannungszeitverlauf für den einzuschaltenden Strom von 3 A dargestellt.



**Abb. 4. 17:** Vergleich des simulierten Zeitverlaufs der Spannung  $U_{ds}$  (rot) mit dem gemessenen Spannungsverlauf (blau) bei 3 A während der Einschaltphase des Transistors  $T_1$

Der simulierte und der gemessene Spannungsverlauf decken sich gut hinsichtlich der Schaltzeiten. Auch die Oszillationen lassen sich in den modellierten Verläufen erkennen. Eine komplette Übereinstimmung der gemessenen und berechneten Spannungsverläufe ist an dieser Stelle jedoch nicht zu erwarten, da das Modell die parasitären Induktivitäten und Kapazitäten sowie die Zeitverzögerungen nicht exakt nachbildet. Auch der Skin-Effekt in den Zuleitungen kann bei diesem Modell nicht präzise einberechnet werden. Die kurze Spannungserhöhung (gemessen) im ersten Moment des Einschaltens entsteht durch den teilweisen Zusammenbruch des elektrischen Feldes der Speicherdrossel während der Totzeit zwischen dem Ausschalten des unteren und dem Einschalten des oberen Transistors. Dabei ist zu beachten, dass der untere Transistor im Rückwärtsbetrieb zwar ausgeschaltet wird, jedoch durch seine Diodenfunktion lediglich einen verringerten Leitwert gegenüber dem eingeschalteten Zustand aufweist. So fällt also die Spannungserhöhung gegenüber einem komplett geöffneten Schaltkreis relativ moderat aus.

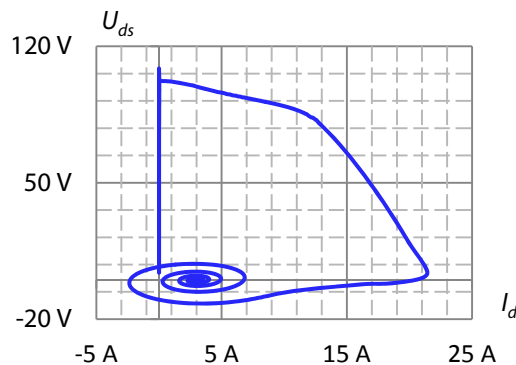
Die Totzeitphase ist in der Simulationsschaltung nicht abgebildet, da Komplexität der realen Schaltung in diesem Simulationsmodell nicht in vollem Maße wiedergegeben werden konnte. Der gemessene Spannungsverlauf steht allerdings im Widerspruch zu vielen anderen Messungen, die im Kommutierungskreis mit Doppelpuls-Verfahren durchgeführt werden. Das liegt an der Besonderheit der Synchron-Tiefsetzsteller-Schaltung, die nicht dafür gedacht ist, die Eigenschaften der Bauelemente zu untersuchen.

Aus den simulierten Strömen und Spannungen lassen sich die momentane Verlustleistung sowie die Schaltverlustenergie ermitteln. Diese Verluste kommen dadurch zustande, dass nach dem Einschalten des Transistors der Einschaltwiderstand  $R_{ds\ on}$  nicht sofort erreicht wird. Die Veränderung des Einschaltwiderstands bzw. des Drain-Stroms ist von der Gate-Spannung abhängig. Durch die Gate-Zuleitungen entsteht eine Verzögerung erster Ordnung und die Gate-Kapazität bestimmt die Steilheit des



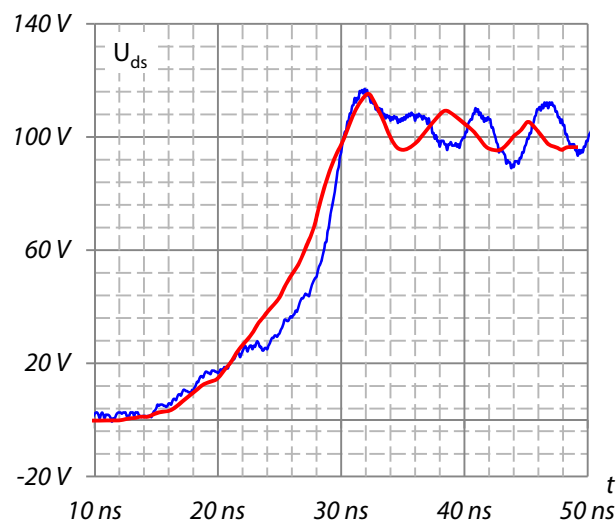
Stromanstiegs. Der Einschaltwiderstand erreicht nicht sofort den nominalen Wert, sondern durchläuft die Kennlinien-Schar, bis er den Arbeitspunkt erreicht hat.

Der simulierte innere Strom im Transistor  $T_1$  zeigt ein Verhalten, das darauf hinweist, dass die Funktionsweise eines EPC2010 Transistors die Funktionsweise eines Feldefekttransistors widerspiegelt (Abb. 4. 18).



**Abb. 4. 18:** Simulierte Strom-Spannungsabhängigkeit beim Einschalten des oberen Transistors  $T_1$  ( $U_{ds} = 100 \text{ V}$ ,  $I_d = 3 \text{ A}$ )

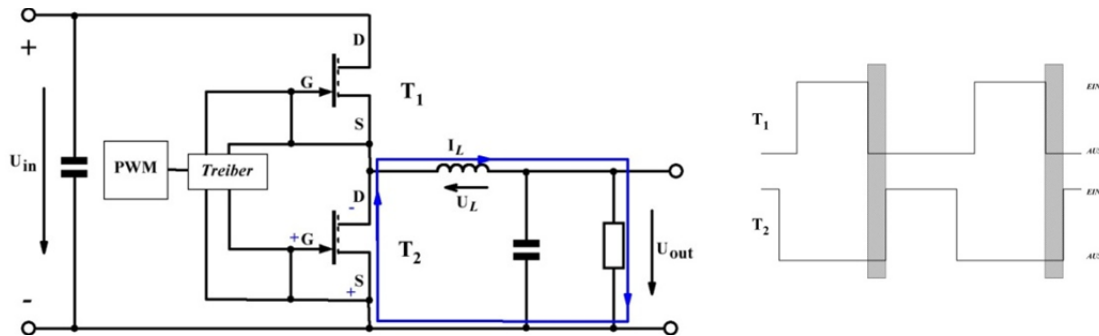
Mit der gleichen Vorgehensweise werden weitere Schaltvorgänge in dem Synchron-Tiefsetzsteller analysiert. Beim Ausschalten des Transistors  $T_1$  wird die Ausgangskapazität  $C_{oss T1}$  aufgeladen. Dies verursacht keine Verluste in den Transistoren. Die Verlustleistungen, die im  $T_1$  umgesetzt werden, entstehen dadurch, dass der Bahnwiderstand während des Schaltvorgangs von dem  $R_{ds on}$ -Wert bis auf den Wert des Blockierwiderstands ( $1,07 \text{ M}\Omega$ ) steigt. Ein zeitlicher Verlauf der Spannung (gemessen und modelliert) für den auszuschaltenden Strom von  $3 \text{ A}$  ist in Abb. 4. 19 dargestellt.



**Abb. 4. 19:** Vergleich des simulierten Zeitverlaufs der Spannung  $U_{ds}$  (rot) mit dem gemessenen Spannungsverlauf (blau) bei  $3 \text{ A}$  während der Ausschaltphase des Transistors  $T_1$

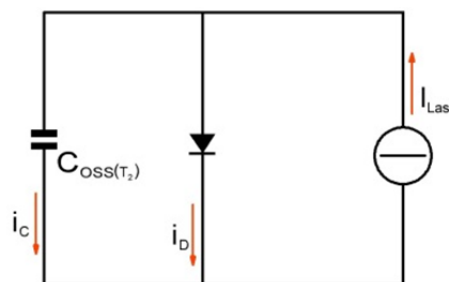
Indem der Transistor  $T_1$  ausgeschaltet wird, ändert sich die Polarität an der Spule

nach dem Lenz'schen Gesetz. Dies hat zur Folge, dass das Drain des Transistors  $T_2$  negativ und das Source positiv wird. Da das Gate des Transistors  $T_2$  noch nicht durchgeschaltet ist, liegt das Gate auf dem gleichen Potential wie das Source. Der Transistor  $T_2$  beginnt zu leiten, sobald die Schwellenspannung erreicht ist. Der untere Transistor  $T_2$  arbeitet im Rückwärtsleit-Modus (Abb. 4. 20).



**Abb. 4. 20:** Darstellung des Strompfades im Tiefsetzsteller mit zwei eGaN FETs während der Totzeit, nachdem der Transistor  $T_1$  bereits ausgeschaltet ist; der Transistor  $T_2$  befindet sich ebenfalls noch im ausgeschalteten Zustand (links). Rechts sind die Schaltimpulse für die Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  für diese Phase (schattiert) dargestellt. An der Steuerelektrode des Transistors  $T_1$  liegt keine Spannung mehr an, der Transistor sperrt. Bedingt durch die Totzeit liegt für wenige Nanosekunden noch keine positive Spannung an der Steuerelektrode des Transistors  $T_2$ . Die Spannung an der Speicherdrossel kehrt sich um. Dadurch wird die Spannung am Source und damit auch am Gate des Transistors  $T_2$  positiv. Der 2DEG-Kanal wird daher hergestellt und durch den Transistor  $T_2$  fließt Strom (basierend auf [174]).

Nach dem Ausschalten des Transistors  $T_1$ , noch bevor der Transistor  $T_2$  angesteuert ist, beginnt der Laststrom über den als Diode funktionierenden Transistor zu fließen (Abb. 4. 21).



**Abb. 4. 21:** Ersatzschaltbild des unteren Transistors  $T_2$  während der Totzeit  $t_{TZ(f)}$

Die Verlustenergie im Transistor  $T_2$  während der Totzeit wird durch den Laststrom, den Spannungsabfall über der Diode und der Dauer der Totzeit  $t_{TZ(r)}$  bestimmt:

$$E_{TZ_1} = \int_0^{t_{TZ(r)}} i_D(t) \cdot u_{sd}(t) dt \quad (4. 11)$$

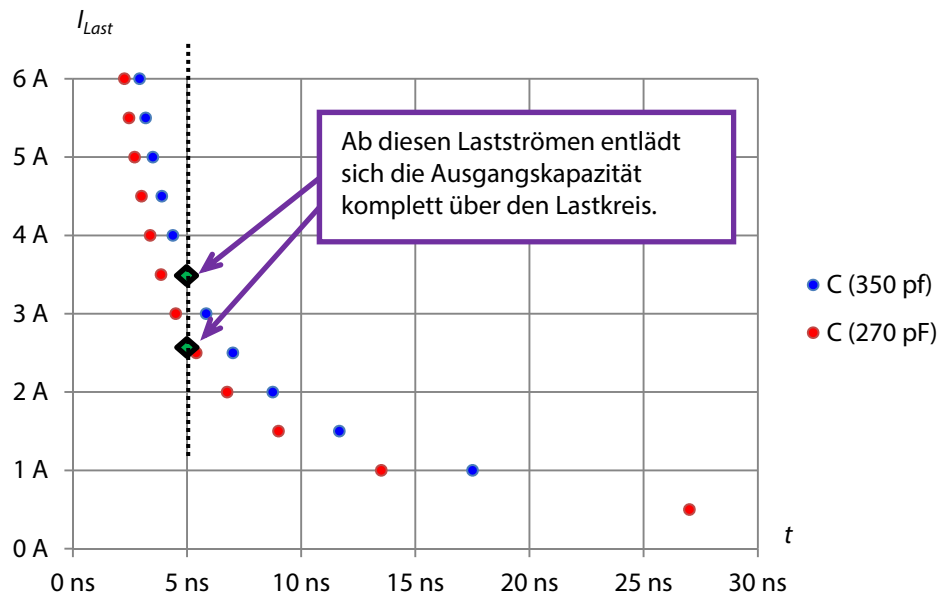
Gleichzeitig entlädt sich die Ausgangskapazität des Transistors  $T_1$ . Bei größeren Strömen bzw. geringeren Lastimpedanzen entlädt sich die Ausgangskapazität schneller. Ist die Zeitspanne  $\Delta t$  des Kapazitäts-Entladevorgangs kleiner oder gleich  $t_{TZ(r)}$ , entlädt sich diese Ausgangskapazität während der Totzeit komplett über den Lastkreis, noch bevor der Transistor  $T_2$  eingeschaltet wird. Das bedeutet, dass in diesem Fall, durch den Entladevorgang der Ausgangskapazität, im Transistor  $T_2$  keine Verlustleistung entsteht. Ist dies nicht der Fall, entlädt sich die Restenergie der Ausgangskapazität während des Einschaltvorgangs des Transistors  $T_2$  und verursacht damit zusätzliche Verlustleistungen in dem Transistor.

*Tabelle 4. 1* gibt einen Überblick über die Dauer des Entladevorgangs der Ausgangskapazität bei verschiedenen Lastströmen sowie deren Vergleich mit der bei den experimentellen Messungen eingestellten Totzeit. Bei kleineren Strömen bis ca. 2,5 A (bzw. 3,5 A) entlädt sich die Ausgangskapazität über den Lastkreis nicht komplett. Erst bei den Strömen darüber wird die Ausgangskapazität des Transistors  $T_2$  vollständig über den Lastkreis entladen und im Transistor  $T_2$  werden dadurch keine Kapazitätsverluste entstehen. Je kleiner der Strom, desto höher ist die Zeitspanne, desto weniger Kapazität wird während der Totzeit über den Lastkreis entladen, desto höher sind die Umladeverluste in dem unteren Transistor.

$I_{Last}$	$C_{oss}$	$\Delta t$	Vergleich mit $t_{TZ(r)}$ (5 ns)	Anmerkung
0,5 A	270 pF bis 350 pF	27 - 35 ns	$\Delta t > t_{TZ(r)}$	Die Ausgangskapazität entlädt sich über den Lastkreis nur zum Teil. Im Transistor $T_2$ entstehen Entladeverluste, die laststromabhängig sind.
1 A		13,5 - 17,5 ns	$\Delta t > t_{TZ(r)}$	
1,5 A		9 - 11,67 ns	$\Delta t > t_{TZ(r)}$	
2 A		6,75 - 8,75 ns	$\Delta t > t_{TZ(r)}$	
3 A		4,5 - 5,83 ns	$\Delta t < t_{TZ(r)}$	Die Ausgangskapazität entlädt sich komplett über den Lastkreis. Keine Entladeverluste im Transistor $T_2$ .
4 A		3,38 - 4,38 ns	$\Delta t < t_{TZ(r)}$	
5 A		2,7 - 3,5 ns	$\Delta t < t_{TZ(r)}$	
6 A		2,25 - 2,9 ns	$\Delta t < t_{TZ(r)}$	

**Tabelle 4. 1:** Zeitspannen des Entladevorgangs der Ausgangskapazität  $C_{oss T2}$  bei verschiedenen Lastströmen

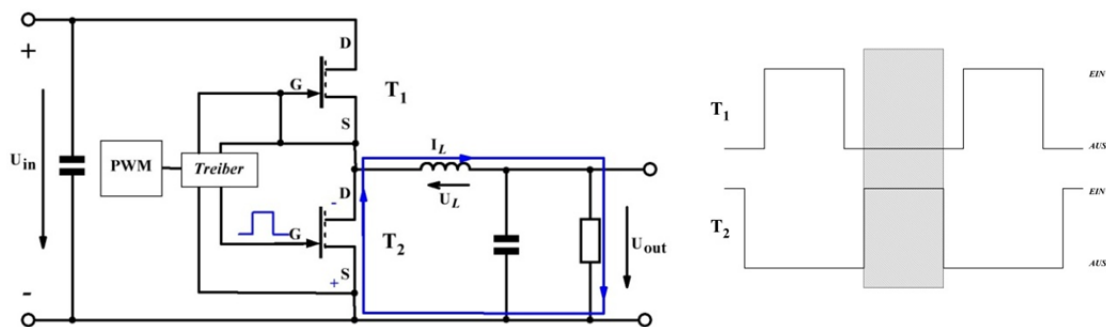
Die in *Tabelle 4. 1* dargestellten Resultate sind nochmal in *Abb. 4. 22* graphisch veranschaulicht. Diese Tendenz läuft der Gesetzmäßigkeit der Verluststeigerung mit dem Strom entgegen. Damit ist das Verlustleistungsverhalten im Transistor  $T_2$  viel stärker vom Laststrom bestimmt als im Transistor  $T_1$ .



**Abb. 4. 22:** Stromabhängigkeit der Zeit des Entladevorgangs des unteren Transistors  $T_2$  während der Totzeit  $t_{TZ(r)}$

Diese Erkenntnis ist für die Auslegung eines Synchron-Tiefsetzstellers von großer Bedeutung, denn je nach Betriebsbedingungen können solche Parameter wie Totzeit, Tastverhältnis und Strom zu erheblichen Unterschieden beim Wirkungsgrad der Gesamtschaltung beitragen. Diese theoretischen Darlegungen werden mit den experimentellen Ergebnissen validiert und im Kapitel 6 diskutiert.

Der nächste Schaltvorgang – das angesteuerte Einschalten des Transistors  $T_2$ . Eine positive Gatespannung wird angelegt, der Transistor  $T_2$  schaltet ein. Der obere Transistor  $T_1$  ist ausgeschaltet. Der untere Transistor  $T_2$  arbeitet im Rückwärtsleitungs-Modus (Abb. 4. 23).



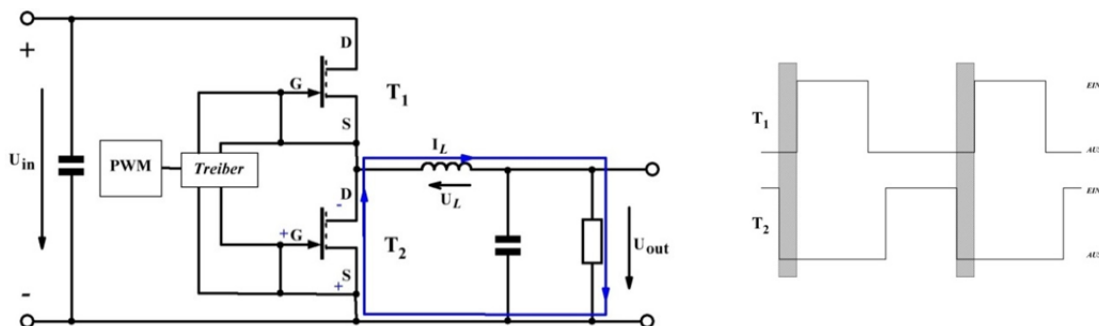
**Abb. 4. 23:** Darstellung des Strompfades im Tiefsetzsteller mit zwei eGaN FETs, wenn der Transistor  $T_1$  im ausgeschalteten und  $T_2$  im eingeschalteten Zustand sind (links). Rechts sind die Schaltimpulse für die Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  für diese Phase (schattiert) dargestellt. An der Steuerelektrode des Transistors  $T_2$  wird eine positive Spannung angelegt und der Strom fließt weiterhin von der entladenden Speicherdrossel in die gleiche Richtung (basierend auf [174]).

Das angesteuerte Einschalten des Transistors  $T_2$  ist allgemein mit Ersatzschaltbildern in Abb. 4. 24 dargestellt. Wenn die Rest-Ausgangskapazität noch bleibt, entlädt sie sich über den Transistor (Abb. 4. 24, links). Ist die komplette Ausgangskapazität während der Totzeit umgeladen worden, werden die Verlustleistungen im Transistor nur durch die Veränderung des Widerstands verursacht (Abb. 4. 24, rechts). Sie sind jedoch minimal, da im Transistor bereits der Strom fließt und der Bahnwiderstand seinen Endwert fast erreicht hat.



**Abb. 4. 24:** Ersatzschaltbilder des angesteuerten Einschaltvorgangs des unteren Transistors  $T_2$

Nachdem der Transistor  $T_2$  ausgeschaltet ist und der Transistor  $T_1$  noch nicht eingeschaltet ist, „herrscht“ wieder die Totzeit. Es wird zwar keine positive Signalspannung an das Gate angelegt, das Gate bleibt jedoch auf dem gleichen Potential wie das Source und leitet weiter den Strom (Abb. 4. 25).



**Abb. 4. 25:** Darstellung des Strompfades im Tiefsetzsteller mit zwei eGaN FETs während der Totzeit, nachdem der Transistor  $T_2$  ausgeschaltet ist; der Transistor  $T_1$  befindet sich auch noch im ausgeschalteten Zustand (links). Rechts sind die Schaltimpulse für die Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  für diese Phase (schattiert) dargestellt. An der Steuerelektrode des Transistors  $T_1$  liegt noch keine Spannung an, der Transistor sperrt. Bedingt durch die Totzeit liegt für wenige Nanosekunden keine positive Spannung mehr an der Steuerelektrode des Transistors  $T_2$ . Die Spannung an der Speicherdrossel kehrt sich um. Dadurch wird die Spannung am Source und damit auch am Gate des Transistors  $T_2$  positiv. Der 2DEG-Kanal bleibt bestehen und durch den Transistor  $T_2$  fließt weiterhin Strom (basierend auf [174]).

Während dieser Phase bleibt die Ausgangskapazität des Transistors  $T_1$  aufgeladen und die Ausgangskapazität des Transistors  $T_2$  bleibt entladen. Das Ersatzschaltbild dieses Schaltvorgangs ist mit dem Bild (Abb. 4. 21) identisch.

#### 4.4. Theoretische Abschätzung der Verlustleistungen in den eGaN® FETs in einem Synchron-Tiefsetzsteller

Die Halbleiterverluste in einem Synchron-Tiefsetzsteller summieren sich aus dynamischen und statischen Verlusten beider Schalter  $T_1$  und  $T_2$ . Die Verlustberechnung für die beiden Transistoren ist jedoch unterschiedlich. Der obere Schalter  $T_1$  schaltet hart und hat einen wesentlichen Einfluss auf die Performance in Bezug auf dynamische Verluste. Dadurch, dass beim Einschalten des Transistors nicht nur die eigene Ausgangskapazität entladen wird, sondern auch der Strom zum Aufladen des unteren Transistors durch den oberen Transistor fließt, sind die Verluste beim Einschalten des Transistors  $T_1$  erheblich höher als beim Ausschalten. Im unteren Schalter  $T_2$  sind die Durchlassverluste bestimmend, vor allem bei Steller-Tastgraden unter 0,5. Die Streuinduktivität im Leistungskreis und die parasitäre gemeinsame Sourceinduktivität führen bei beiden Schaltern zu zusätzlichen Verlusten.

##### 4.4.1. Statische Verluste in den EPC 2010 eGaN® FETs

Die statischen Verluste addieren sich aus Durchlassverlusten und Sperrverlusten. Die Sperrverluste sind generell unwesentlich im Vergleich zu den Durchlassverlusten.

Die Durchlassverluste ( $P_{cond}$ ) im Schalter  $T_1$  berechnen sich aus [174]:

$$P_{cond T_1} = R_{ds on (vor)} \cdot I_{dT_1}^2 \quad (4.12)$$

$$\text{mit } I_{dT_1} = \sqrt{\frac{D}{3} \cdot \left[ \left( I_{out} + \frac{\Delta I_L}{2} \right)^2 + \left( I_{out} + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot \left( I_{out} - \frac{\Delta I_L}{2} \right) + \left( I_{out} - \frac{\Delta I_L}{2} \right)^2 \right]} \quad (4.13)$$

Für den unteren Schalter  $T_2$  sind die Durchlassverluste entsprechend [174]:

$$P_{cond T_2} = R_{ds on (rück)} \cdot I_{dT_2}^2 \quad (4.14)$$

$$\text{mit } I_{dT_2} = \sqrt{\frac{1-D}{3} \cdot \left[ \left( I_{out} + \frac{\Delta I_L}{2} \right)^2 + \left( I_{out} + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot \left( I_{out} - \frac{\Delta I_L}{2} \right) + \left( I_{out} - \frac{\Delta I_L}{2} \right)^2 \right]} \quad (4.15)$$

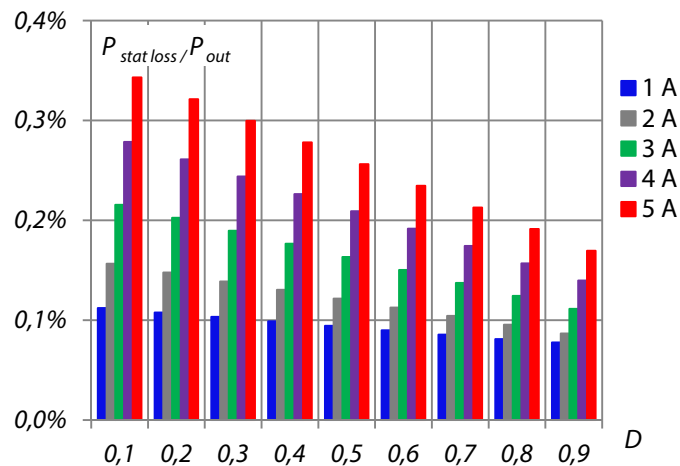
Die Abhängigkeit des Bahnwiderstands von der Temperatur kann dabei berücksichtigt werden, wenn die Temperaturabhängigkeit vom Strom bekannt ist. Bei den EPC-Transistoren steigt der  $R_{ds on}$  bei der Erhöhung der Temperatur von 25°C auf 125°C um ca. 60 %.

Auch die Sperrverluste  $P_{sp}$  sind vom Tastverhältnis abhängig und werden durch die angelegte Drain-Source-Spannung und den Drain-Source-Leckstrom ( $I_{dleck}$ ) berechnet:

$$P_{Sp T_1} = U_{ds} \cdot I_{dleck} \cdot (1 - D) \quad (4.16)$$

$$P_{SpT_2} = U_{ds} \cdot I_{d\text{leak}} \cdot D \quad (4.17)$$

Der Vergleich der statischen Verluste als Relation zu der Ausgangsleistung in Abhängigkeit vom Tastgrad bei verschiedenen Strömen ist in *Abb. 4. 26* dargestellt.



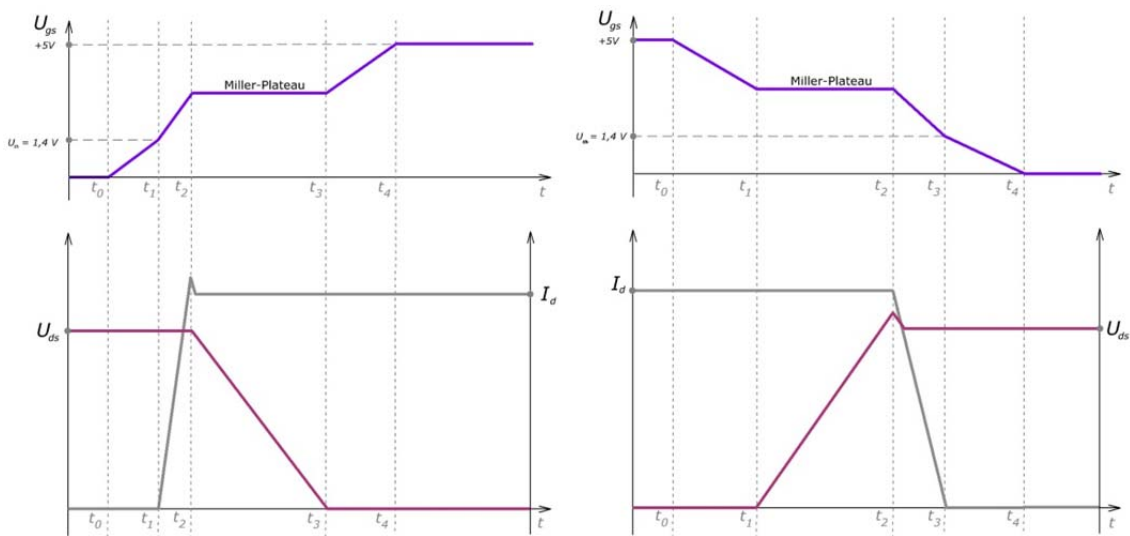
**Abb. 4. 26:** Statische Verluste in beiden GaN-Transistoren in einem Synchron-Tiefsetzsteller bei verschiedenen Strömen und Tastverhältnissen ( $U_{ds} = 100\text{ V}$ ,  $\Delta I = 0,5\text{ A}$ ,  $R_{ds\ on} = 25\text{ m}\Omega$ )

Statische Verluste in den GaN-Transistoren im Verhältnis zu der Gesamtausgangsleistung eines Synchron-Tiefsetzstellers vermindern sich mit steigendem Tastverhältnis. Als wesentlicher zweiter Faktor lässt sich erkennen, dass sich die statischen Verluste bei geringeren Strömen über den Tastbereich weniger reduzieren: von 0,11 % bis 0,08 % bei 1 A im Vergleich zu von 0,34 % bis 0,17 % (eine Halbierung) bei 5 A.

#### 4.4.2. Dynamische Verluste in den EPC 2010 eGaN® FETs

Eine genaue Bestimmung der dynamischen Verluste in einem Leistungstransistor alleine auf der Basis der technischen Daten des Herstellers ist aus verschiedenen Gründen nicht möglich. Nicht nur gibt es Streuungen bei den Bauelementen, sondern auch die Auslegung der Schaltung sowie Kühlung und die Ansteuerung sind für die Verlustleistungen in den Transistoren von maßgeblicher Bedeutung. Die durch die Schalter selbst verursachten dynamischen Verluste machen jedoch einen erheblichen Teil aus und können aufgrund der Parameter aus dem Hersteller-Datenblatt geschätzt werden.

Zur Analyse der dynamischen Verluste der Halbleiter in einem Synchron-Tiefsetzsteller wurde die Methode in [174], [175] zugrunde gelegt. Diese Methode basiert auf grundlegenden Formeln der Elektronik und allgemein gültigen Zusammenhängen im schaltenden Betrieb. Sie betrachtet nur linearisierte Schaltvorgänge, wie in *Abb. 4. 27* dargestellt.



**Abb. 4.27:** Linearisierte Schaltzustände beim Ein- und Ausschalten eines Schalters (basierend auf [174])

Linearisierte Strom- und Spannungsflanken ermöglichen eine Simplifizierung der Berechnungen. Es wird angenommen, dass jegliche zeit- bzw. spannungsabhängigen Größen im jeweiligen untersuchten Zeitabschnitt konstant sind. An parasitären Elementen der Schaltung wird nur die gemeinsame Source-Induktivität berücksichtigt, die ebenfalls als eine Konstante gilt. Die durch den Schaltungsaufbau verursachten Spannungs- und Stromspitzen sowie die Auswirkung der Temperatur werden hier nicht berücksichtigt. Diese Methode beruht weitgehend auf Angaben des Herstellers und dient zu einer Abschätzung der dynamischen Verluste der GaN-Transistoren bei hartem Schalten in einem Synchron-Tiefsetzsteller mit zwei EPC2010-HFETs. In einem Synchron-Tiefsetzsteller funktioniert der obere Transistor  $T_1$  als hart-schaltender Schalter, der untere Transistor  $T_2$  schaltet dagegen weich und wird ausschließlich in Rückwärtsrichtung betrieben. Die dynamischen Verluste entstehen sowohl im unteren wie auch im oberen Transistor, sind aber nicht in beiden Transistoren gleich. Der obere Transistor  $T_1$  weist sowohl kapazitätsabhängige wie auch kanalmodulationsabhängige Verluste auf, die mathematisch wie folgt zusammen erfasst werden:

$$E_{dyn T_1} = Q_g \cdot U_{gs} + \frac{1}{2} \cdot Q_{oss} \cdot U_{ds} + \frac{U_{ds} \cdot I_{d\,ein}}{2} \cdot t_{rt} + \frac{U_{ds\,peak} \cdot I_{d\,aus}}{2} \cdot t_{rv} + \frac{U_{ds} \cdot I_{d\,ein}}{2} \cdot t_{fv} + \frac{U_{ds} \cdot I_{d\,aus}}{2} \cdot t_{fi} \quad (4.18)$$

Der einzuschaltende Drain-Strom ( $I_{d\,ein}$ ) erreicht am Ende des Einschaltvorgangs den Wert  $I_{out} - \Delta I/2$ . Während der Transistor  $T_1$  eingeschaltet bleibt, lädt sich die Speicherspule auf. Der abzuschaltende Drain-Strom ( $I_{d\,aus}$ ) am Anfang des Ausschaltvorgangs beträgt entsprechend  $I_{out} + \Delta I/2$ . Die effektive Gate-Source-Spannung  $U_{gs}$  ergibt sich aus der Treiber-Spannung  $U_{Tr}$  nach Abzug der Spannung, die über die gemeinsame Source-Induktivität  $U_{Lgsi}$  abfällt. Mit Drain-Source-Spannung  $U_{ds}$  ist die Eingangsspannung  $U_{in}$  gemeint. Mit Hilfe der linearisierten Darstellungen der Schaltvorgänge sowie unter Berücksichtigung der gemeinsamen Streuinduktivität werden anhand der



allgemein gültigen Gesetze die entsprechenden Fall- und Anstiegszeiten während des Ein- und Ausschaltens des oberen Transistors hergeleitet.

Die Zeit des Stromanstiegs während des Einschaltvorgangs ( $t_{ri}$ ) ist durch die Gate-Source-Ladung und Gatestrom bestimmt:

$$t_{ri} = \frac{Q_{gs2}}{I_{g(t_{ri})}} \quad (4.19)$$

Die  $Q_{gs2}$  ist die Gate-Source-Ladung, die während der Zeit umgeladen wird, nachdem die Schwellenspannung erreicht ist und der Drain-Strom anfängt zu fließen, das Miller-Plateau jedoch noch nicht erreicht ist. Der Gatestrom hängt von der Treiber-Spannung ( $U_{Tr}$ ), der Miller-Spannung ( $U_{Mi}$ ) und dem Spannungsabfall über der gemeinsamen Source-Induktivität ( $L_{gsi}$ ), sowie von den internen und externen Gate-Widerständen ab:

$$I_{g(t_{ri})} = \frac{U_{Tr} - U_{Mi} - U_{L_{gsi}(t_{ri})}}{R_{g \text{ ext ein}} + R_{g \text{ int}}} \quad (4.20)$$

Der Spannungsabfall wird seinerseits durch den Drain-Strom und die Anstiegszeit des Stroms bestimmt:

$$U_{L_{gsi}(t_{ri})} = L_{gsi} \cdot \frac{I_{out} - \frac{\Delta I}{2}}{t_{ri}} \quad (4.21)$$

Daher ergibt sich aus (4.19), (4.20) und (4.21):

$$t_{ri} = \frac{Q_{gs2} \cdot (R_{g \text{ ext ein}} + R_{g \text{ int}}) + L_{gsi} \cdot \left( I_{out} - \frac{\Delta I}{2} \right)}{U_{Tr} - U_{Mi}} \quad (4.22)$$

Die Zeit des Spannungsabfalls ( $t_{fv}$ ) wird durch die Gate-Ladung und den Gatestrom während dieses Zeitintervalls bestimmt:

$$t_{fv} = \frac{Q_{gd}}{I_{g(t_{fv})}} \quad (4.23)$$

Der Gatestrom während des Spannungsabfalls errechnet sich analog zu (4.20):

$$I_{g(t_{fv})} = \frac{U_{Tr} - U_{Mi} - U_{L_{gsi}(t_{fv})}}{R_{g \text{ ext ein}} + R_{g \text{ int}}} \quad (4.24)$$

Die Spannung über der gemeinsamen Source-Induktivität wird durch den Verschiebungsstrom induziert:

$$U_{L_{gsi}(t_{fv})} = L_{gsi} \cdot \frac{I_{oss}(t_{fv})}{t_{fv}} \quad (4.25)$$

Der Verschiebungsstrom entsteht durch das Umladen der Ausgangskapazität.

$$I_{oss}(t_{fv}) = \frac{Q_{oss}}{t_{fv}} \quad (4.26)$$

Aus (4. 23), (4. 24), (4. 25) und (4. 26) ergibt sich:

$$t_{fv} = \frac{2 \cdot L_{gsi} \cdot Q_{oss}}{-Q_{gd} \cdot (R_{g \text{ ext ein}} + R_{g \text{ int}}) + \sqrt{Q_{gd}^2 \cdot (R_{g \text{ ext ein}} + R_{g \text{ int}})^2 + 4 \cdot L_{gsi} \cdot Q_{oss} \cdot (U_{Tr} - U_{Mi})}} \quad (4. 27)$$

Analog werden die entsprechenden Zeiten für das Ausschalten hergeleitet. Nachdem die Gatespannung umgelegt wird, fließt durch den Transistor  $T_1$  der Strom, der dem auszuschaltenden Strom entspricht. Die Drain-Spannung beginnt zu steigen und die Ausgangskapazität wird umgeladen. Wegen des Miller-Effekts fließt ein Verschiebungsstrom, der in der gemeinsamen Source-Induktivität die Spannung induziert:

$$U_{L_{gsi}(t_{rv})} = L_{gsi} \cdot \frac{I_{oss}(t_{rv})}{t_{rv}} \quad (4. 28)$$

Durch das Umladen der Ausgangskapazität entsteht ein Verschiebungsstrom:

$$I_{oss}(t_{rv}) = \frac{Q_{oss}}{t_{rv}} \quad (4. 29)$$

Die Zeit des Spannungsanstiegs ( $t_{rv}$ ) ist von der Gate-Ladung und dem Gatestrom während dieses Zeitintervalls abhängig:

$$t_{rv} = \frac{Q_{gd}}{I_g(t_{rv})} \quad (4. 30)$$

Dieser Gatestrom wird wie folgt berechnet:

$$I_g(t_{rv}) = \frac{U_{Mi} - U_{L_{gsi}(t_{rv})}}{R_{g \text{ ext aus}} + R_{g \text{ int}}} \quad (4. 31)$$

Aus (4. 28), (4. 29), (4. 30) und (4. 31) ergibt sich:

$$t_{rv} = \frac{2 \cdot L_{gsi} \cdot Q_{oss}}{-Q_{gd} \cdot (R_{g \text{ ext aus}} + R_{g \text{ int}}) + \sqrt{Q_{gd}^2 \cdot (R_{g \text{ ext aus}} + R_{g \text{ int}})^2 + 4 \cdot L_{gsi} \cdot Q_{oss} \cdot U_{Mi}}} \quad (4. 32)$$

Die Zeit des Stromabfalls während des Ausschaltvorgangs ( $t_{fi}$ ) ist durch die Gate-Source-Ladung und den Gatestrom bestimmt:

$$t_{t_{fi}} = \frac{Q_{gs2}}{I_g(t_{fi})} \quad (4. 33)$$

Der Gatestrom während der Stromabfallzeit hängt von der Miller-Spannung und dem Spannungsabfall über der gemeinsamen Source-Induktivität sowie von den Gate-Widerständen ab:

$$I_g(t_{fi}) = \frac{U_{Mi} - U_{L_{gsi}(t_{fi})}}{R_{g \text{ ext aus}} + R_{g \text{ int}}} \quad (4. 34)$$

Der Spannungsabfall über der gemeinsamen Source-Induktivität wird durch den Anfangs-Drain-Strom und die Fallzeit des Stroms bestimmt:

$$U_{L_{gsi}(t_{fi})} = L_{gsi} \cdot \frac{I_{out} + \frac{\Delta I}{2}}{t_{fi}} \quad (4.35)$$

Aus (4.33), (4.34) und (4.35) folgt:

$$t_{fi} = \frac{Q_{gs_2} \cdot (R_{g_{ext\ aus}} + R_{g_{int}}) + L_{gsi} \cdot \left( I_{out} + \frac{\Delta I}{2} \right)}{U_{Mi}} \quad (4.36)$$

Nach dem Einsetzen der Schaltzeiten in (4.18) werden Schaltenergien und dann die Verlustleistungen bei verschiedenen Frequenzen an dem oberen Transistor errechnet.

Der untere Transistor schaltet dagegen weich, denn durch die Umkehrung der Spannung an der Speicherdrossel beim Ein- und Ausschalten der Transistoren wendet sich die Spannung am unteren Schalter  $T_2$  ebenfalls. Der Transistor  $T_2$  leitet bereits den Strom in seiner Diodenfunktion noch bevor er eingeschaltet wird. Daher sind die kanalmodulationsabhängigen dynamischen Verluste am Transistor  $T_2$  vernachlässigbar und nur kapazitive Verluste müssen berücksichtigt werden:

$$E_{dyn_{T_2}} = Q_g \cdot U_{gs} + \frac{1}{2} \cdot Q_{oss} \cdot U_{in} \quad (4.37)$$

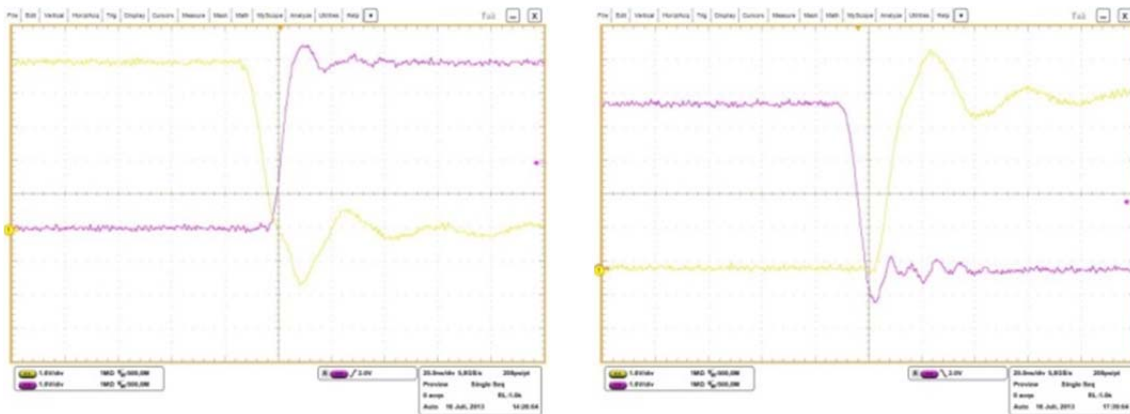
Die vorgestellte Methode berücksichtigt ursprünglich nicht die Auswirkung der Totzeiten. Dies ist jedoch mit einigen wenigen Messungen durchaus möglich. Man spricht dabei von der effektiven Totzeit, die nicht gleich der Totzeit ist, die zwischen den Gate-Signalen generiert wird. Bei einer fest am Controller eingestellten Totzeit hängt die effektive Totzeit von der Schwellenspannung, dem Gate-Widerstand und der Gate-Kapazität sowie von der Betriebsspannung und der Pulsweite im Treiberkreis ab. Wie bereits im Kapitel 2 beschrieben, haben die eGaN-HFETs im Vergleich zu MOSFETs einen anderen Mechanismus hinsichtlich der Bodydioden-Funktion. Während bei den MOSFETs der Rückwärtsstrom über einen anderen Weg fließt als der Strom in Vorwärtsrichtung, ist der Stromweg, nämlich die 2DEG-Schicht, bei den GaN-HFETs in beiden Fällen gleich. Dennoch ist der Bahnwiderstand, bedingt durch den technologischen Aufbau des Bauelements, in die Stromrichtung Source-Drain höher. Daher ist die Durchlassspannung  $U_{ds}$  auch verhältnismäßig hoch und beträgt ca. 1,8 V ( $I_{sd} = 0,5$  A). Da GaN-HFETs rein unipolare Bauelemente sind und mit keinem  $pn$ -Übergang behaftet sind, haben sie keine Speicherladung und weisen demnach keine Reverse Recovery Verluste auf.

Die Verluste durch die Totzeit gibt es hier jedoch auch. Die Totzeit wird benutzt, um ein gleichzeitiges Einschalten beider Transistoren zu vermeiden und damit das Kurzschließen der Versorgungsspannung zu verhindern. Dadurch wird in den Transisto-

ren die Energie umgesetzt, die sich mit linearisierten Strom- und Spannungscurven wie folgt errechnet:

$$E_{TZ} = U_{sd} \cdot \left[ \left( I_{out} - \frac{\Delta I}{2} \right) \cdot t_{TZ(r)} + \left( I_{out} + \frac{\Delta I}{2} \right) \cdot t_{TZ(f)} \right] \quad (4.38)$$

Die durch die Totzeit entstehenden Verluste sind ebenfalls frequenzabhängig. Die Totzeit-Verluste hängen von den Bauelement-Eigenschaften ( $U_{sd}$ ), Anwendungsdaten ( $I_{out}$ ,  $\Delta I$ ,  $f_{sw}$ ) sowie von den eingestellten Treiber-Totzeiten ab. Bei festgelegten Bauelementen und Anwendungen können nur die Totzeiten selbst variiert werden, um die dadurch entstehenden Verluste zu minimieren. In dieser Arbeit werden Verlustleistungen mit festen Totzeiten untersucht. Bei der untersuchten Schaltung liegen die Totzeiten bei ca. 5 bzw. 10 ns (Abb. 4.28).



**Abb. 4.28:** Totzeiten in der untersuchten Schaltung (gelb:  $U_{gs}$  am oberen Transistor  $T_1$ , lila:  $U_{gs}$  am unteren Transistor  $T_2$ )

Die gesamten dynamischen Verlustleistungen beider Transistoren in einem Synchron-Tiefsetzsteller sind frequenzabhängig und ergeben sich aus dem Summieren der einzelnen oben betrachteten Komponenten:

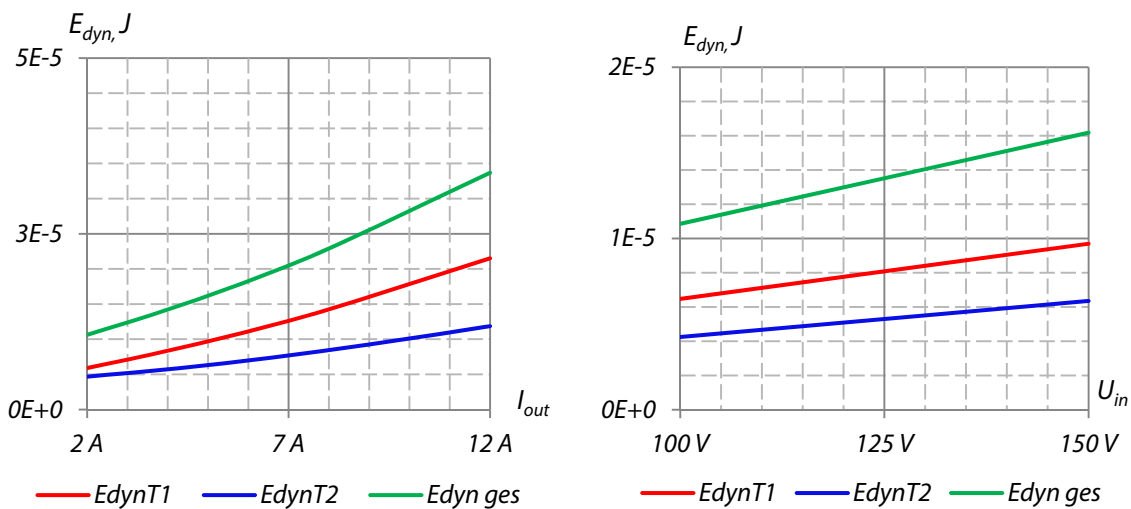
$$E_{dyn\ ges} = E_{dyn\ T_1} + E_{dyn\ T_2} + E_{TZ(r)} + E_{TZ(f)} \quad (4.39)$$

Folgende Größen sind in diesem Modell für die dynamischen Verluste maßgeblich:

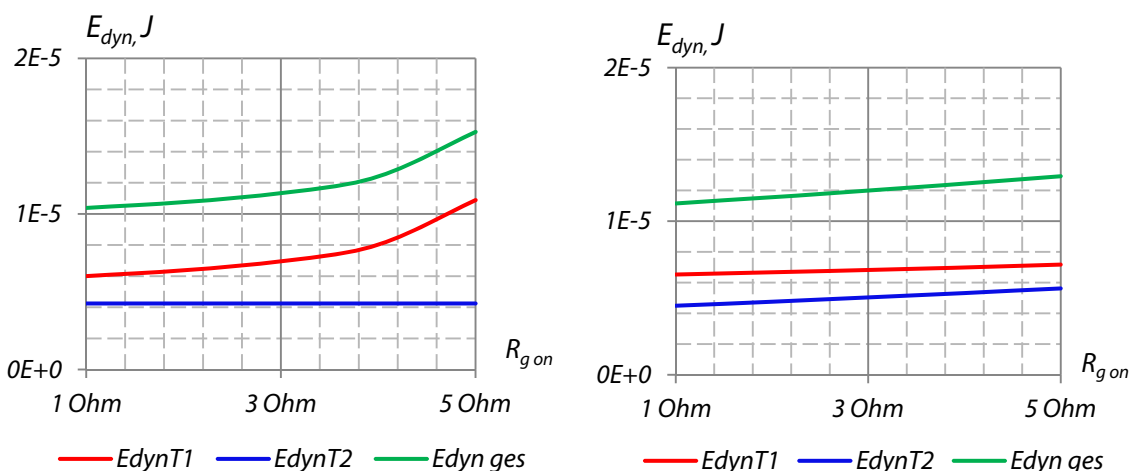
- die unabänderlichen, durch den Aufbau des Bauelements bestimmten Größen ( $Q_g$ ,  $Q_{oss}$ ,  $Q_{gs2r}$ ,  $Q_{gd}$ ,  $R_{g\ intr}$ ,  $U_{Mi}$ );
- die durch das Layout bestimmten Variablen: die parasitäre gemeinsame Source-Induktivität ( $L_{gsi}$ ) und die Streuinduktivität  $L_{s\ ZK}$  im Leistungskreis sowie die Spannungs- und Stromspitzen  $U_{peak}$  und  $I_{peak}$ ;
- die durch die Ansteuerung der Transistoren bestimmten Variablen ( $U_{Tr}$ ,  $t_{TZ}$ ,  $R_{g\ ext}$ );
- die durch den Betrieb bzw. die Anwendung bestimmten Variablen ( $U_{inr}$ ,  $I_{out}$ ,  $\Delta I$ ,  $f_{sw}$ ,  $D$ ).

Durch die Veränderung der Variablen wurden die Verlustenergien unter Verwendung der oben beschriebenen Methode nach verschiedenen Parametern modelliert. Die

Analyse der modellierten Ergebnisse zeigt, dass sich bei der Stromänderung im Betriebsbereich, die Schaltenergien mehr als verdreifachen (Abb. 4. 29, links). Schaltverluste in dem hartschaltenden Transistor  $T_1$  sind besonders stark stromabhängig. Die Abhängigkeit der dynamischen Verlustenergien von der Eingangsspannung ist erwartungsgemäß linear abhängig (Abb. 4. 29, rechts). Wichtig zu analysieren ist ebenfalls der Einfluss der externen Gate-Widerstände auf das Schaltverhalten und damit auf die dynamischen Verlustenergien. Die Schaltverluste des Transistors  $T_2$  sind von dem Einschalt-Gate-Widerstand unabhängig, da der Schalter im „soft-Modus“ schaltet. Umso mehr sind die Schaltverluste im Transistors  $T_1$  von steigenden  $R_{gate\ on}$ , vor allem ab  $4\ \Omega$ , beeinträchtigt (Abb. 4. 30, links). Der Ausschalt-Gate-Widerstand beeinflusst linear die Verlustleistungen in den beiden Transistoren, im  $T_1$  etwas stärker (Abb. 4. 30, rechts).



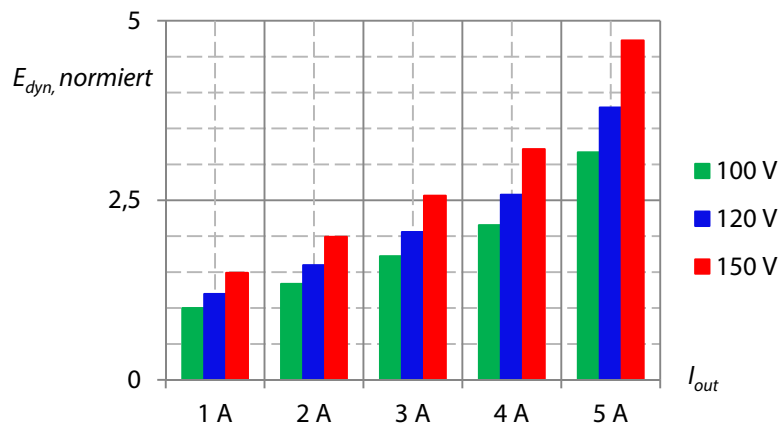
**Abb. 4. 29:** Abhängigkeit der dynamischen Verlustenergien vom Strom ( $U_{in} = 100\ V$ ) (links) und von der Spannung (rechts) ( $I_{out} = 5\ A$ )



**Abb. 4. 30:** Abhängigkeiten der dynamischen Verlustenergien vom  $R_{gate\ on}$  (links) und  $R_{gate\ off}$  (rechts):  $U_{in} = 100\ V$ ,  $I_{out} = 5\ A$

In Abb. 4. 31 sind die Schaltverlustenergien der beiden Halbleiter bei unterschiedli-

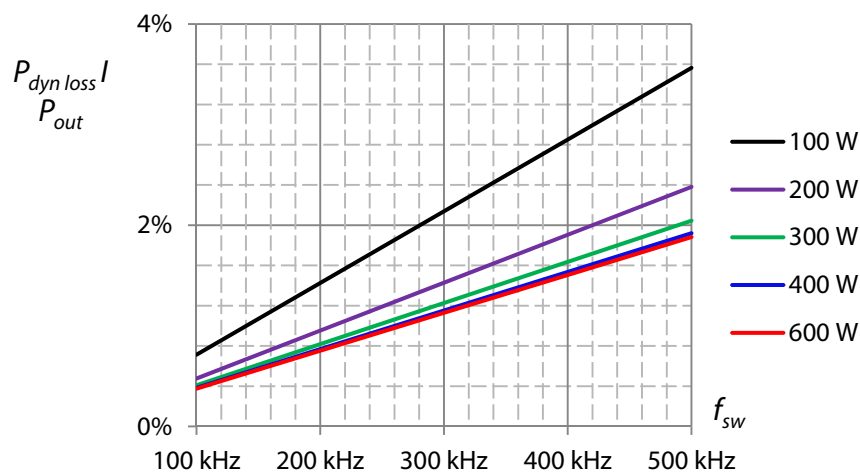
chen Strömen und drei verschiedenen Eingangsspannungen in einer normierten Darstellung veranschaulicht.



**Abb. 4.31:** Gesamte normierte dynamische Verlustenergien in einem Synchron-Tiefsetzsteller

Aus den in Abb. 4.27 dargestellten Schaltvorgängen ist erkennbar, dass die dynamischen Verlustenergien im Zeitbereich der Fläche der sich ändernden Strom- und Spannungsverhältnisse entstehen. Aus Abb. 4.31 geht zusätzlich hervor, dass die Eingangsspannung für den Anstieg der Schaltverluste den dominierenden Faktor darstellt.

Bei der Analyse der Schaltverluste sind die durch das Schalten verursachten Verlustleistungen in Abhängigkeit der Schaltfrequenz für weitere Anwendungen besonders wichtig. Der Abb. 4.32 ist zu entnehmen, dass sich die relativen Halbleiter-Verlustleistungen mit steigender Ausgangsleistung reduzieren. Die in dem Modell eingesetzten Halbleiterwerte gelten bei der Temperatur 25°C. Hohe absolute Verluste bedeuten hohe Temperaturen, die das Schalt- und Durchlassverhalten beeinflussen.



**Abb. 4.32:** Anteil der dynamischen Verluste in Verhältnis zu der Ausgangsleistung in einem Synchron-Tiefsetzsteller

In diesem Diagramm zeigt sich, dass die relativen dynamischen Verluste über den Frequenzbereich erwartungsgemäß linear ansteigen. Die Verringerung der relativen

dynamischen Verlustleistung ist mit steigender Leistung nicht linear: Unter den gegebenen Berechnungsvoraussetzungen lässt sich oberhalb von 400 W kaum mehr eine Reduktion der relativen dynamischen Verluste erzielen.

Diese Methode ist zu einer Abschätzung der dynamischen Verlustleistungen gut geeignet. Sie basiert auf Angaben aus dem Datenblatt, kann jedoch durch einige Spannungsmessungen, um die Totzeiten und die Fall- und Anstiegszeiten der Spannungen zu bestimmen, erweitert werden. An dieser Stelle muss ebenfalls erwähnt werden, dass diese Methode weder die Auswirkung der Veränderung der Halbleiterparameter mit steigender Temperatur noch die thermische Kopplung zwischen den beiden Transistoren auf der gemeinsamen Leiterplatte berücksichtigt.

### **4.5. Zusammenfassung**

Die ersten kommerziell frei verfügbaren GaN-basierten Leistungstransistoren EPC2010 eGaN® FETs mit 200 V Sperrspannung wurden untersucht. Ergebnisse experimenteller Untersuchungen der elektrischen Eigenschaften dieser Transistoren wurden präsentiert und diskutiert. Die statischen Eigenschaften werden durch das statische Verhalten und die dynamischen entsprechend durch das dynamische Verhalten des GaN FETs beschrieben. Das Verhalten eines eGaN® FET im Fehlerfall stellt einen besonderen Fall, wird jedoch im Rahmen dieser Arbeit nicht weiter beschrieben.

Da die AlGaIn/GaN FETs keinen parasitären  $pn$ -Übergang aufweisen, wird angenommen, dass es in diesen Transistoren keine Verluste wegen der Sperrverzögerung gibt. Alle parasitären Kapazitäten beeinflussen in Wesentlichen das dynamische Verhalten des Transistors. EPC2010 eGaN® FETs wurden in einer Synchron-Tiefsetzsteller-Topologie verwendet und im hartschaltenden Betrieb analysiert und untersucht.

Das dynamische Verhalten der EPC2010 eGaN® FETs in einem Synchron-Tiefsetzsteller wurde simuliert. In dem simulierten Modell wurden die gemessenen Spannungen nachgebildet und das Schaltverhalten der beiden Transistoren in jeder Schaltphase analysiert.

Für die Abschätzung der dynamischen Verlustleistungen der Halbleiter in dieser Topologie wurde eine Methode angewendet und mit einigen praxis-nahen Ansätzen wie die Totzeiten erweitert. Diese analytische Bewertung der dynamischen Verluste in den EPC eGaN® FETs in einem Synchron-Tiefsetzsteller hat als Ziel, Schaltverluste in beiden Transistoren schätzungsweise zu bestimmen. Die eingesetzten Werte basieren auf Datenblattangaben sowie eigenen statischen Messungen. Die Temperaturabhängigkeit der Parameter wird hier nicht berücksichtigt, kann jedoch bei der Berechnung der Durchlassverluste und einer bekannten Abhängigkeit des Bahnwiderstands von der Temperatur eingesetzt werden. Spannungsspitzen beim Abschalten des Transistors, die durch Streuinduktivitäten aus einem konkreten Schaltungs-Aufbau be-

stimmt sind, und vor allem bei steigenden Schaltfrequenzen immer höhere Auswirkung haben, können ebenfalls aus den Spannungsmessungen eingesetzt werden.

Die Anwendung und die Auswertung der Berechnung für einige Betriebspunkte hat ergeben, dass die gesamten Halbleiterverluste zwar mit steigender Ausgangsleistung in absoluten Werten steigen, die Ausnutzung der Bauelemente in Hinsicht auf die Effizienz ist jedoch bei hohen Ausgangsleistungen viel sinnvoller. Die modellierten Ergebnisse zeigen, dass die EPC2010 eGaN® FETs in Bezug auf die Verlustleistung bzw. auf die Effizienz bei hohen Schaltfrequenzen gutes Potential haben. Um einen hohen Wirkungsgrad der Gesamtschaltung zu erreichen, müssen auch andere Komponenten, vor allem magnetische Bauelemente in der Schaltung analysiert und untersucht werden. Daher werden im nächsten Kapitel magnetische Bauelemente im Zusammenhang mit schnellem Schalten analysiert. Ebenfalls hinsichtlich der Energieeffizienz und der Reduzierung der Größe von magnetischen Bauelementen infolge der Erhöhung der Schaltfrequenz werden weitere theoretische und experimentelle Untersuchungen im Kapitel 5 unternommen.



## 5. Hochfrequentes Schalten und magnetische Bauelemente

Die Betrachtung magnetischer Bauelemente in Schaltungen mit GaN-Transistoren ist in der vorliegenden Arbeit in zweifacher Hinsicht von erheblicher Bedeutung. Erstens erfordert der Einsatz GaN-basierter Halbleiter in der modernen Stromrichtertechnik unter Verwendung höherer Schaltfrequenzen erhöhte Anforderungen an magnetische Bauelemente mit innovativen Kernmaterialien und optimalen Designs. Zweitens werden die Schaltverluste in den GaN-Transistoren durch die Untersuchung der Verlustleistungen in den magnetischen Bauelementen ermittelt, da sich eine direkte Messung der Schaltverluste in den GaN-Transistoren mithilfe herkömmlicher Strom-Spannung-Messung als sehr schwierig erweist. In diesem Kapitel werden verschiedene Speicherdrosseln hinsichtlich schnellen Schaltens analysiert und Verlustbetrachtungen dargestellt. Ferner wird eine Methode zur Bewertung der Kernmaterialien zum Einsatz bei hohen Schaltfrequenzen ermittelt, die wichtigsten Eigenschaften von Kernmaterialien und Wickelgütern analysiert und ihre Auswahl und Design für den hochfrequenten Betrieb begründet. Die dafür benötigten Tests wurden durchgeführt und die Ergebnisse sind in diesem Kapitel dargelegt.

### 5.1. Betrachtungen zur Auslegung der Speicherdrossel

Für die Speicherdrosseln beim Einsatz in einem Tiefsetzsteller sind sowohl Luftspulen, die kein Kernmaterial beinhalten, wie auch Ringkernspulen mit und ohne Luftspalt geeignet.

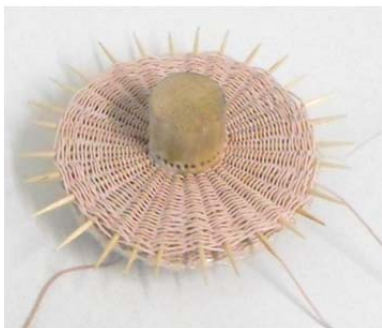
#### 5.1.1. Speicherdrosseln ohne Kern

Speicherdrossel ohne einen magnetisch behafteten Kern heißen Luftdrossel oder Luftspule. Aufgrund des nicht-vorhandenen Kernmaterials entstehen in einer Luftdrossel keine Nicht-Linearitäten, Verzerrungen und Verluste durch das magnetische Material. Das bedeutet, dass ihre Induktivität quasi unabhängig vom Strom ist. Hierzu gibt es allerdings eine Einschränkung: Bei steigender Anzahl der Wicklungslagen erhöhen sich die parasitären Kapazitäten sowie die Verluste durch den Proximity-Effekt, die zur Nicht-Linearität des Bauelements führen, die jedoch wesentlich geringer ausfällt als bei den Speicherdrosseln mit Kern. Ein weiterer Vorteil der Spulen ohne Kern besteht darin, dass aufgrund des Fehlens des magnetischen Materials und damit der Elementarmagneten kein Rauschen auftritt. Der Rauscheffekt entsteht in den ferromagnetischen Materialien dadurch, dass bei linear ansteigendem Strom Elementarmagnete diskret ihre Position ändern und damit Sprünge verursachen.

Luftdrosseln sind einfach aufzubauen, haben jedoch einen wesentlichen Nachteil und zwar, um größere Induktivitäten zu erreichen, verwendet man entweder Körper mit größeren Durchmessern oder erhöht man die Zahl der Windungen. Im ersten Fall

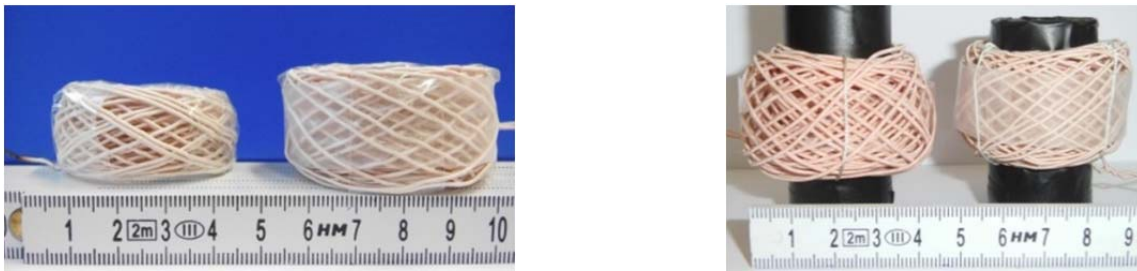
steigt die Baugröße des Bauelements und damit der Gesamtschaltung. Im zweiten Fall steigen die parasitären Kapazitäten und die durch den erhöhten ohmschen Widerstand entstandenen Wicklungsverluste. Um den ohmschen Widerstand zu reduzieren, kann ein dickerer Kupferdraht verwendet werden, was jedoch zur Abnahme der Packungsdichte und der Steigerung der Streuverluste führt. Dies führt zu erhöhten parasitären Kapazitäten, Wicklungsverlusten und Volumen. Bei großen Induktivitäten sind die Luftspulen voluminös und aufgrund eines hohen Preises für das Kupfer auch sehr teuer. Für die im Kapitel 4 beschriebene Anwendung erwies sich eine Luftspule als ungeeignet, da sie für die erforderlichen Induktivitäten ein weit größeres Volumen aufweist und aufgrund des hohen Kupferverbrauchs weit höhere Verlustleistungen verursacht und damit zu geringerer Effizienz der Schaltung führt. Für die messtechnischen Anwendungen ist eine niederkapazitative Luftspule jedoch sehr interessant. Als niederkapazitiv gelten Kreuzwickelspulen und Wabenwickelspulen. Diese Wickeltechniken mit einem über die vorherigen Windungen überkreuzt gewickeltem Draht sind deutlich komplizierter als bei Drosseln mit Kern bzw. mit parallel gewickelten Windungen, und die Berechnungsmethoden sind daher nicht sehr präzise und basieren auf experimentellen Erfahrungen. Diese Arten von Spulen werden in der vorliegenden Arbeit für eine indirekte Ermittlung der Halbleiterverluste verwendet. Die Gleichstrom- und Wechselstromverluste im Draht (HF-Litzen) können durch experimentelle Ergebnisse mit guter Präzision berechnet werden.

Die Luftspulen eignen sich zwar nicht zum Einsatz in hochfrequenten leistungselektronischen Stromrichtern mit reduziertem Volumen, sind jedoch für messtechnische Zwecke besonders gut geeignet: Das Ausbleiben eines nicht-linearen magnetischen Kerns erleichtert die Verlustermittlungen in der Drossel, die nur auf Wickelverluste zurückzuführen sind. Zu Zwecken der vorliegenden Arbeit wurden Luftspulen entwickelt, die in dem Frequenzbereich zwischen 100 kHz und 500 kHz die notwendigen Induktivitäten aufweisen und für die messtechnische Anwendung bei der Ermittlung der frequenzabhängigen Verluste in den GaN-FETs geeignet sind. Abb. 5. zeigt Wabenwickelspulen mit drei parallelen Scheiben. Kreuzwickelspulen sind in Abb. 5. 2 gezeigt.



**Abb. 5. 1:** *Wabenwickel-(Korb)spule. Links: Erstellung der zweiten Ebene auf einem Balsaholzkern. Rechts: Drei Scheibenspulen in Wabenwickeltechnik<sup>1</sup>*

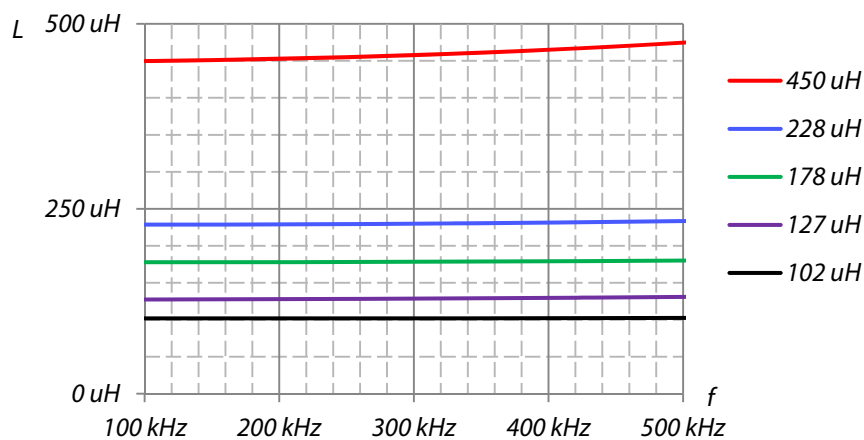
<sup>1</sup> Mit den um 60° versetzten Stützen werden die Abstände und damit auch die magnetischen Eigenschaften stabilisiert.



**Abb. 5. 2:** Kreuzwickelpulen mit unterschiedlichen Induktivitätswerten

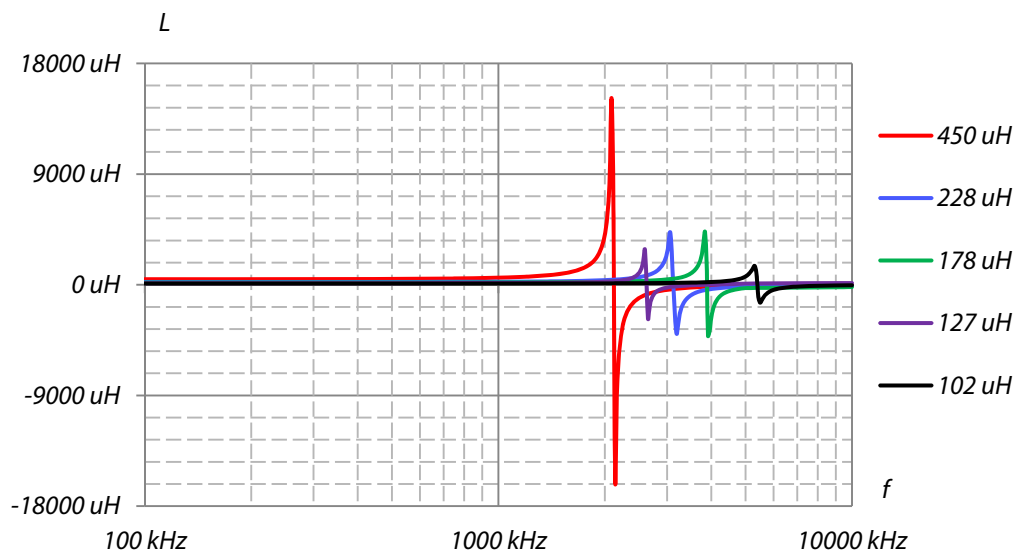
Die Induktivitäten wurden so gewählt, dass sie mit denen der Speicherdrossel mit magnetischen Kernen vergleichbar sind. Als HF-Litze wurde 270 x 0,04 mm gewählt.

Aufgrund eines fehlenden Magnetkerns erweisen die Luftspulen ein stabiles Verhalten hinsichtlich der Induktivität in dem untersuchten Frequenzbereich (Abb. 5. 3).



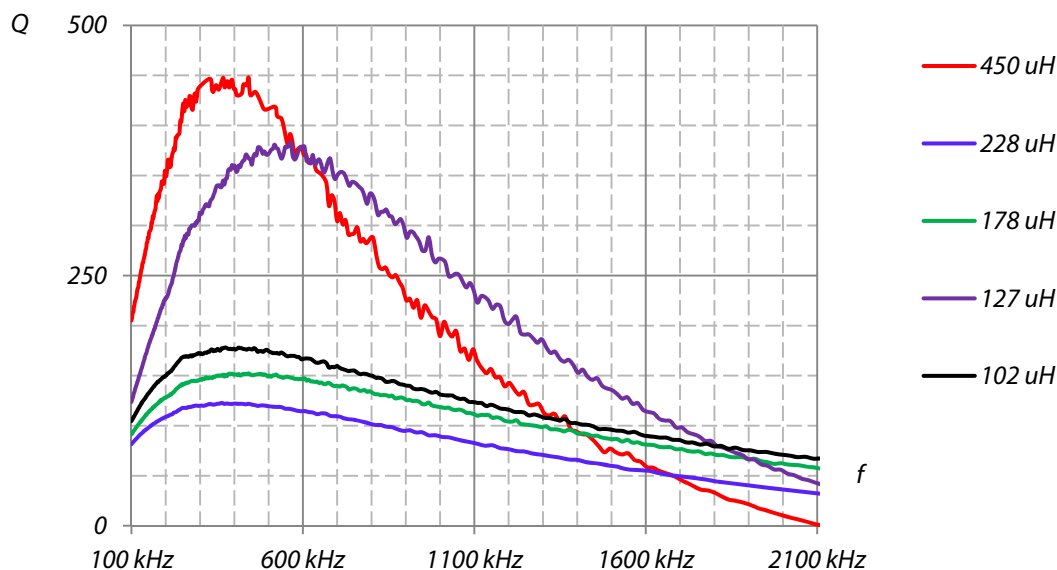
**Abb. 5. 3:** Frequenzabhängigkeit der Induktivität der untersuchten Luftspulen im Frequenzbereich 100 kHz bis 500 kHz

Die ermittelten Resonanzpunkte der verwendeten Luftspulen liegen im Bereich zwischen 2 MHz und 8 MHz (Abb. 5. 4).



**Abb. 5. 4:** Eigenresonanzfrequenz der untersuchten Luftspulen

Auch hinsichtlich der Güte zeigen die Luftspulen gute Werte in dem untersuchten Frequenzbereich (Abb. 5. 4).



**Abb. 5. 5:** Güte der untersuchten Luftspulen

Damit sind diese Drosseln für die Anwendungen mit Schaltfrequenzen zwischen 100 kHz und 500 kHz gut geeignet.

Alle Messungen zur Ermittlung der Induktivitäten wurden mit einem Wayne Kerr Analysator durchgeführt und mit den Messungen mit einem Bode Impedanz-Analysator verifiziert. Die Eigenresonanzfrequenz der Speicherdrosseln wurde mit einem Bode Impedanz-Analysator ermittelt, der ein Frequenzspektrum bis zu 40 MHz besitzt.

### 5.1.2. Speicherdrossel mit Kern

Durch das magnetische Kernmaterial lässt sich eine Speicherdrossel, die einen Magnetkern beinhaltet, mit einem kleineren Volumen konstruieren. Ein magnetischer Kern wirkt wie ein Verstärker für das magnetische Feld, wodurch die Induktivität je nach Kernmaterial erheblich erhöht wird. Der Nachteil der Spulen mit Kern ist, dass die Induktivität nicht konstant ist und zum Teil sehr stark sowohl von der Frequenz wie auch vom fließenden Strom abhängt. Sobald sich alle Elementarmagnete im magnetischen Werkstoff in die Richtung der Feldstärkelinien gedreht haben, kommt das Kernmaterial in die Sättigung. Dabei reduziert sich die Induktivität drastisch. Eine Vielfalt von heutzutage verfügbaren Kernmaterialien sowie Bauformen, Geometrien und Wickelgütern ermöglicht eine Vielgestaltigkeit je nach Kriterien des Anwenders.

Bei einem Ringkern werden die Feldlinien maßgeblich im Kern geführt, so bleiben das Streufeld sowie Verkopplungen in benachbarte Bauelemente und Leiterbahnen gering. Daher ist eine Speicherdrossel in Ringkernausführung für hochfrequente Anwendungen optimal geeignet. Das Streufeld bei dieser Geometrie ist minimal und die magnetischen Feldlinien verlaufen vorwiegend durch den Kern. Luft- und Vaku-

um-Bereiche im Kernvolumen erhöhen die gespeicherte Energiemenge. Die konventionellen Luftspalte führen zu höheren Energieverlusten durch gestiegene Streuung. Ohne Luftspalt können hohe Energien in Materialien gespeichert werden, die aus kleinsten voneinander isolierten Pulverkernen bestehen und damit gleichmäßig im Volumen verteilte Mikroluftspalte besitzen. Je nach Kerngrößen und Abständen lässt sich die Permeabilität variieren. Das Streufeld ist in solchen Strukturen sehr gering. Ohne Luftspalt berechnet sich die Induktivität nach der allgemein gültigen Formel:

$$L_{\text{ohne Luftspalt}} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_{\text{eff}} \cdot N^2}{l_{\text{mittel}}} \quad (5.1)$$

Mit einem bzw. mehreren Luftspalten verändert sich die Induktivität in Abhängigkeit von der Größe des Luftspaltwegs sowie von der relativen Permeabilität des Kernmaterials:

$$L_{\text{mit Luftspalt}} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_{\text{eff}} \cdot N^2}{l_{\text{mittel}} + \mu_r \cdot \sum l_{\text{gap}}} \quad (5.2)$$

## 5.2. Hochfrequentes Schalten: Verluste in magnetischen Bauelementen

Schnelles Schalten verursacht nicht zu unterschätzende Verluste in den magnetischen Bauelementen. Dies sind die Verlustleistungen, die sowohl im Wickelgut entstehen wie auch im magnetischen Kern.

### 5.2.1. Wicklungsverluste

Die Wicklungsverluste entstehen in erster Linie durch die Verluste im Volldraht bzw. Litze und sind vom Durchmesser sowie von der Länge des Drahts und somit von der Windungszahl abhängig: Je höher die Windungszahl bei sonst gleichen Bedingungen desto höher sind die Wicklungsverluste. Von diesen Verlusten sind sowohl die Luftspeicherdrosseln wie auch Speicherdrosseln mit magnetischen Kernen betroffen. Die Wicklungsverluste können in Gleichstrom- und Wechselstromverluste aufgeteilt werden.

Die Gleichstromverluste sind vom Gleichstromwiderstand und damit nicht nur vom Wickelgut (Durchmesser, Länge des Drahts) sondern auch von dem fließenden Strom bzw. der Temperatur abhängig.

Außer Gleichstromverlusten entstehen in den Wicklungen bei hohen Frequenzen Wechselstromverluste: die Verluste, die durch Skin- und Proximity-Effekte entstehen. Bei hohen Frequenzen entstehen Wirbelströme in den Leitern. Da sich das magnetische Feld um einen mit Strom durchflossenen Leiter aufgrund der hohen Frequenzen sehr schnell ändert, wird in dem Leiter sowie in benachbarten Leitern eine Spannung induziert. Durch diese Spannung erzeugte Ströme wirken dem ursprünglichen Strom

entgegen und verursachen damit zusätzliche Verluste. Wenn man einen einzelnen Leiter betrachtet, spricht man vom Skin-Effekt, beim Betrachten der benachbarten Leiter spricht man von einem Proximity-Effekt. Skin- und Proximity-Effekt treten oft zusammen auf und beeinflussen sich gegenseitig.

Bei hohen Frequenzen werden Elektronen aus dem Inneren des Leiters an die Oberfläche verdrängt. Dieser Effekt wird als Skin-Effekt bezeichnet. Die Verdrängung des Stromes an die Oberfläche erfolgt dadurch, dass im Inneren des Leitermaterials Wirbelströme induziert werden, die sich mit den Leiterströmen überlagern, so dass der Elektronenfluss weniger nutzbaren Leiterquerschnitt hat und der Strom sich im Leiter nicht gleichmäßig verteilt. Die Eindringtiefe des Stroms ( $s$ ) ist nicht nur vom Leitermaterial (Leitfähigkeit  $\sigma_L$ ) sondern auch von der Permeabilität des Leiters ( $\mu_L$ ) und der Frequenz ( $f_{sw}$ ) abhängig:

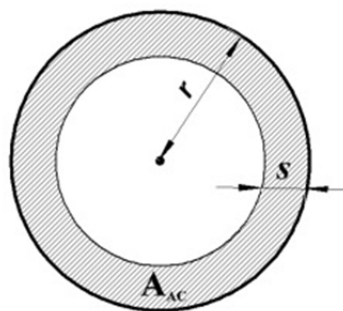
$$s = \sqrt{\frac{1}{\pi \cdot \sigma_L \cdot \mu_L \cdot f_{sw}}} \quad (5.3)$$

Die Stromverdrängung an die Oberfläche des Leiters (üblicherweise Kupfers) führt zur Erhöhung des Wirkwiderstands:

$$R_{Cu}(s) = \rho_{Cu}(T) \cdot \frac{l}{A(s)} \quad (5.4)$$

Um dieses Problem zu minimieren und den Einfluss des Skin-Effekts mit steigender Frequenz zu verringern, wird der Kupferquerschnitt auf mehrere Leiter (HF-Litze) mit insgesamt gleicher Stromtragfähigkeit verteilt. Um die Verluste durch den Skin-Effekt so gering wie möglich zu halten, soll der Drahtdurchmesser nicht größer als die doppelte Eindringtiefe sein. Hierbei ist zu beachten, dass durch die gestiegene Isolations-schicht der Gesamtquerschnitt des Drahtes steigt.

Die durch den Skin-Effekt verursachten Verluste sind temperaturabhängig und zwar negativ, d. h. mit steigender Temperatur sinken die Skin-Effekt-Verluste. Diese Aussage lässt sich wie folgt belegen. Der Querschnitt des Wechselstromwiderstands ( $A_{AC}$ ) verringert sich durch den Skin-Effekt um die Eindringtiefe (Abb. 5. 6):



**Abb. 5. 6:** Stromverdrängung durch Skin-Effekt

Daher steigt der Wechselstromwiderstand mit steigender Eindringtiefe:

$$A_{AC} = \pi \cdot (r^2 - (r - s)^2) \quad (5.5)$$

Nach der Vereinfachung der Formel (5.5) und Vernachlässigung des Summanden  $s^2$  gegenüber dem Summanden  $2rs$  ( $s^2 \ll 2rs$ ) innerhalb eines bestimmten Gültigkeitsbereichs (hohe Frequenzen und damit einer sehr kleinen Eindringtiefe gegenüber dem Radius des Drahtes) ergibt sich folgende Abhängigkeit des Wechselstromwiderstand-Querschnitts vom Radius des Drahtes und der Eindringtiefe:

$$A_{AC} \cong 2\pi \cdot r \cdot s \quad (5.6)$$

Aus der Abhängigkeit des Widerstands ( $R_{AC}$ ) vom Querschnitt folgt:

$$R_{AC} \cong \frac{l}{\sigma_L \cdot 2\pi \cdot r \cdot s} \quad (5.7)$$

Unter Berücksichtigung von (5.3) bedeutet dies, dass der Wechselstromwiderstand der Wurzel aus der Leitfähigkeit des Leitermaterials gegenüber reziprok proportional ist:

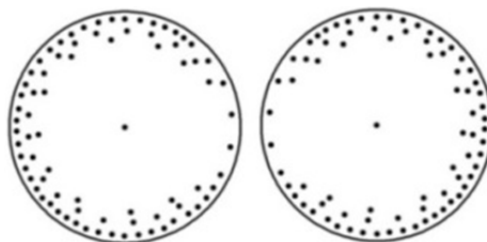
$$R_{AC} \sim \frac{1}{\sqrt{\sigma_L}} \quad (5.8)$$

Der Zusammenhang zwischen der elektrischen Leitfähigkeit und der Temperatur bei einem Temperaturkoeffizient ( $\alpha$ ) ergibt sich aus:

$$\sigma_L = \sigma_0 \cdot (1 + \alpha \cdot (T - T_0)) \quad (5.9)$$

Aus dieser Betrachtung der Gleichung erschließt sich der Grund, warum der Wechselstromwiderstand mit steigender Temperatur sinkt.

Wechselströme in benachbarten Leitern induzieren gegenseitig Wirbelströme, die mit den Leitströmen konvergieren und den Strom an die Oberfläche verdrängen. Dieser Effekt heißt Proximity-Effekt und ist im Gegensatz zu Skin-Effekt unsymmetrisch (Abb. 5.7).



**Abb. 5.7:** Stromverdrängung durch Proximity-Effekt zwei benachbarter Leiter

Die Wirbelströme entstehen hauptsächlich durch die Streuung des magnetischen Feldes. Dies muss bei der Verwendung von Kerngeometrien mit Luftspalt, die ein breites Streufeld verursachen, bei hohen Frequenzen berücksichtigt werden. Qualitativ steigen die Verluste durch den Proximity-Effekt mit einem erhöhten Streufeld in

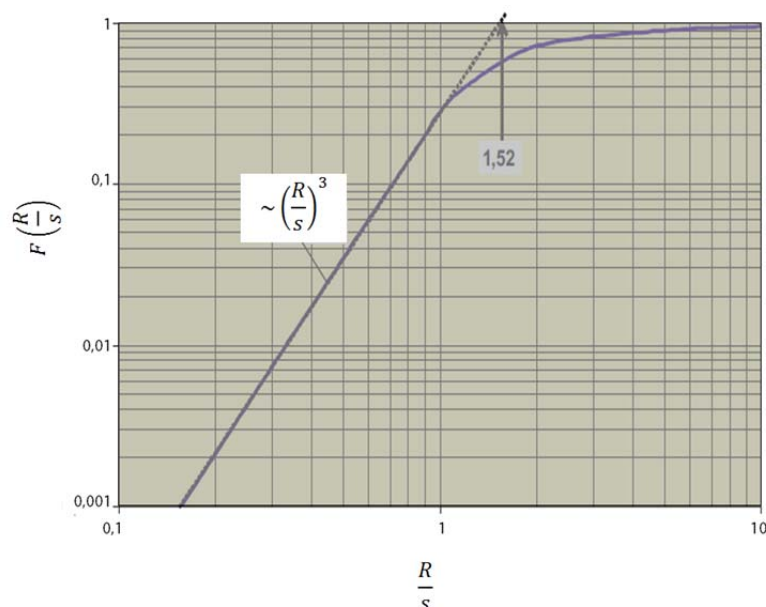
der Wicklung sowie mit ansteigender Frequenz und der Drahtstärke [176].

In der Praxis sind die Skin- und Proximity-Verluste schwer zu trennen. Allgemein werden als Skin-Verluste diejenigen Verluste bezeichnet, die durch den Skin-Effekt in allen Wicklungen und durch den Proximity-Effekt in der gleichen Litze entstehen. Als Proximity-Verluste werden dementsprechend die Verluste bezeichnet, die sich durch benachbarte Litze und externe Einflüsse ergeben [177]. Die theoretische Berechnung des Wechselstromwiderstands und der damit verbundenen Skin- und Proximity-Verluste erfordert eine genaue Untersuchung der Feldverteilung sowohl in den Litzen wie auch zwischen den Schichten und liegt nicht im Rahmen dieser Arbeit.

Wichtig ist jedoch zu erwähnen, dass die Auswahl des Wicklungsgutes (HF-Litze) eine entscheidende Rolle bei den Wechselstromverlusten in den Drosseln spielt. Einerseits reduzieren sich diese Verluste mit der steigenden Anzahl der Adern in einem Litzenkabel bei gleichem Gesamtquerschnitt. Andererseits gibt es einen für die Verluste relevanten Zusammenhang zwischen dem Einzeldraht-Radius ( $R$ ) und der Eindringtiefe. Die durch Proximity-Effekt entstehenden Verluste sind reziprok proportional der dritten Potenz der Eindringtiefe [178]:

$$F\left(\frac{r}{s}\right) = \frac{P_{loss}}{P_{max}} \sim \left(\frac{r}{s}\right)^3 \quad (5.10)$$

In dem Diagramm (Abb. 5. 8) ist dieses Verhältnis zwischen der Verlustleistung ( $P_{loss}$ ) durch Proximity-Effekt zu der theoretisch möglichen maximalen Leistung ( $P_{max}$ ) dargestellt. Daher können die Verluste, verursacht durch Proximity-Effekt, durch eine geeignete Auswahl der Einzeltitze, beträchtlich reduziert werden.



**Abb. 5. 8:** Proximity-Effekt-Verlustleistung in Abhängigkeit von der Eindringtiefe [178]

### 5.2.2. Kernverluste

Kern- oder Ummagnetisierungsverluste stellen die im Ferritkern entstehende und in



Wärme umgesetzte Verlustenergie dar. Sie repräsentieren die Gesamtkernverluste, die in unterschiedlichem Maße von der Frequenz abhängig sind und sich in Hystereseverluste, Wirbelstromverluste und Nachwirkungsverluste aufteilen.

Die Hystereseverluste entstehen durch einen ständigen Auf- und Abbau des magnetischen Flusses während des Ein- und Ausschaltens, da die Elementarmagnete ihre Lage nicht ganz verlustfrei ändern können. Sie stellen im Grunde die Arbeit dar, die zur Ummagnetisierung des Kerns im Einklang mit der Frequenz aufgebracht werden muss. Diese Verluste sind in erster Linie von der magnetischen Feldstärke abhängig, steigen jedoch auch mit steigender Frequenz an. Nur in den kernlosen Luftspulen können diese Verluste komplett vermieden werden.

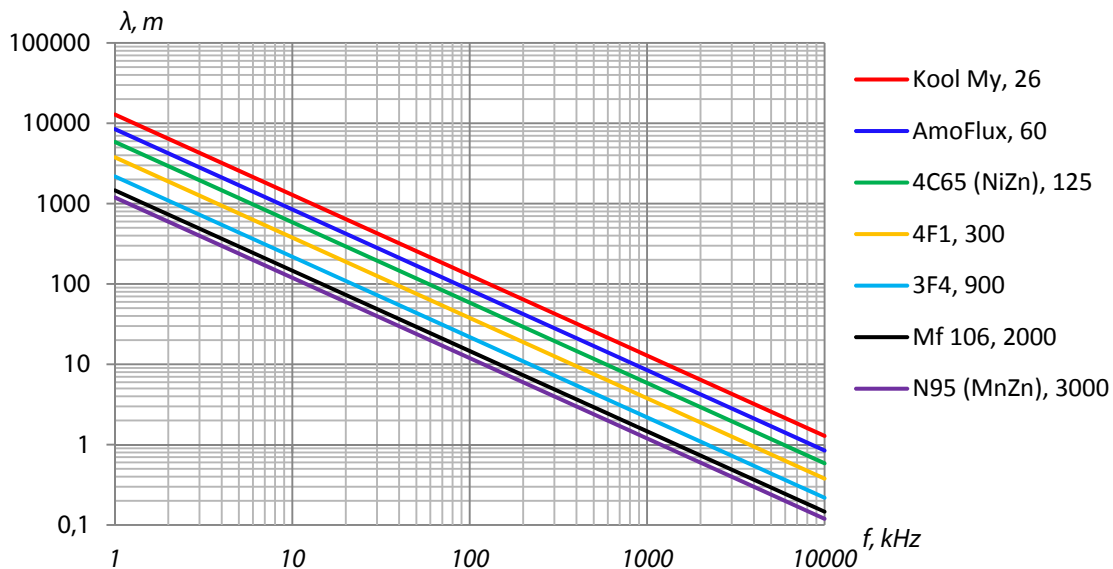
Die Wirbelstromverluste sind für leitende ferromagnetische Werkstoffe typisch. Durch jede Änderung des magnetischen Flusses wird im Kern elektrische Spannung induziert, die, dadurch dass ein ferromagnetisches Material elektrisch leitfähig ist, Wirbelströme im Inneren des Kerns erzeugt, die dem erregenden Wechselfeld nach der Lenzschen Regel entgegenwirken und den ursprünglichen magnetischen Fluss schwächen. Die Wirbelströme erzeugen eine elektrische Leistung, die in Wärme umgesetzt wird. Diese Verluste sind ebenfalls von der Frequenz wie auch von der magnetischen Feldstärke abhängig. Der spezifische Widerstand des Materials spielt dabei eine bedeutende Rolle: Je höher der spezifische Widerstand desto niedriger fallen die Wirbelstromverluste aus. Dies wird bei der Auswahl des Kernmaterials zu einem der wichtigsten Kriterien. Auch die Lamellierung des Kerns verringert die Wirbelstromverluste. In hochfrequenten Anwendungen werden Ferrite verwendet, die nahezu keine Wirbelströme aufweisen. Dies liegt daran, dass Ferrite aus kleinen ferromagnetischen Partikeln bestehen, die durch ein nichtleitendes Bindemittel voneinander isoliert sind.

Die Nachwirkungsverluste (Restverluste) machen sich in erster Linie bei Werkstoffen mit hohem spezifischem Widerstand und bei kleineren Feldstärken bemerkbar. Sie entstehen durch eine zeitliche Verzögerung der Bewegungsprozesse durch Gitterverzerrungen, Diffusionsvorgänge oder Remanenz-Erscheinungen im Kernmaterial, die der Änderung der Feldstärke folgt. Diese Verluste sind ebenfalls der Frequenz proportional.

Bei höheren Leistungen und hohen Frequenzen macht sich in magnetischen Kernen noch ein weiteres Phänomen bemerkbar, das bei kleineren Leistungen gar nicht zum Tragen kommt. Das magnetische Feld im Kern wird nach außen verdrängt, was zu der Steigerung der Verluste im Kern führt. Das ist die so genannte dimensionale Resonanz. Diese Erscheinung tritt ein, wenn die maximale Abmessung des Kerndurchmessers ein ganzzahliges Vielfaches der Hälfte einer elektromagnetischen Wellenlänge beträgt, die wie folgt kalkuliert wird [179]:

$$\lambda = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\mu_r \cdot \epsilon_r}} \quad (5.11)$$

Die Abhängigkeiten der elektromagnetischen Wellenlänge von der Frequenz für einige Leistungsferrite sowie andere untersuchte Materialien sind in *Abb. 5. 9* dargestellt. Mit steigender Permeabilität verkleinert sich die Wellenlänge, bleibt jedoch für den untersuchten Anwendungsbereich unterhalb der kritischen Grenze.



**Abb. 5. 9:** Dimensionale Resonanz vs. Frequenz

### 5.3. Evaluierung magnetischer Kernmaterialien für Anwendung im Synchron-Tiefsetzsteller mit eGaN® FETs im Frequenzbereich von 100 kHz bis 500 kHz

Bei der Auswahl eines magnetischen Kernmaterials aus einer Vielzahl der sich auf dem Markt befindenden Werkstoffe stehen oft Zielstellungen gegenüber, die sich meist sehr schwer miteinander vereinbaren lassen. Aus unterschiedlichen Zielvorstellungen ergeben sich Konflikte, die im Rahmen der Entscheidungsfindung gelöst werden müssen. In diesem Kapitel wird eine Methode ausgearbeitet und dargestellt, die dafür geeignet ist, für eine gegebene Anwendung in einem Synchron-Tiefsetzsteller mit eGaN® FETs optimal einsetzbare magnetische Materialien auszuwählen, die für einen Frequenzbereich von 100 kHz bis 500 kHz und die gegebenen Anwenderdaten geeignet sind.

#### 5.3.1. Eigenschaften magnetischer Werkstoffe hinsichtlich des Einsatzes in hochfrequenten Anwendungen in der Leistungselektronik

Um Magnetkerne in der Schaltung bei hohen Frequenzen optimal auswählen zu können, werden im Nachfolgenden magnetische Materialien verglichen, die für einen möglichen Einsatz in einem Synchron-Tiefsetzsteller mit hochfrequent-schaltenden GaN-Leistungstransistoren ausgewählt wurden. In *Tabelle 5. 1* sind die wichtigsten Eigenschaften magnetischer Werkstoffe dargestellt, die nach Empfeh-

lung der Hersteller im ausgesuchten Anwendungsbereich geeignet wären<sup>2</sup>.

Hersteller	Material	$B_{sat}$	$H_{max}$	$\mu_i$	$T_c$	$\rho_{el}$	Bemerkungen
Ferroxcube	4C65 (NiZn)	380 mT	3000 A/m	125	$\geq 350^\circ\text{C}$	$10^5 \Omega \cdot m$	bis 10 MHz
	3C20 (MnZn)	470 mT	1200 A/m	2300	$\geq 220^\circ\text{C}$	$5 \Omega \cdot m$	bis 300 kHz
	MPP <sup>3</sup>	600 mT	100 A/m	14 - 300	$\geq 460^\circ\text{C}$	k. A	bis 300 kHz
Kaschke	K2001 (MnZ)	480 mT	800 A/m	1400	$\geq 200^\circ\text{C}$	$1 \Omega \cdot m$	bis 500 kHz
	K801 (NiZn)	370 mT	250 A/m	800	$\geq 170^\circ\text{C}$	$10^4 \Omega \cdot m$	bis 300 kHz
EPCOS	N95 (MnZn)	525 mT	1200 A/m	3000	$> 220^\circ\text{C}$	$6 \Omega \cdot m$	bis 500 kHz
	N87 (MnZn)	490 mT	1200 A/m	2200	$> 210^\circ\text{C}$	$10 \Omega \cdot m$	bis 500 kHz
	N49 (MnZn)	490 mT	1200 A/m	1500	$> 240^\circ\text{C}$	$5 \Omega \cdot m$	300 kHz bis 1 MHz
	M33 (MnZn)	400 mT	2000 A/m	750	$> 200^\circ\text{C}$	$5 \Omega \cdot m$	200 kHz bis 1 MHz
	K10 (NiZn)	320 mT	5000 A/m	800	$> 150^\circ\text{C}$	$10^5 \Omega \cdot m$	100 kHz bis 1 MHz
	K8 (NiZn)	340 mT	1200 A/m	860	$> 150^\circ\text{C}$	$10^5 \Omega \cdot m$	100 kHz bis 500 kHz
Magnetics	MPP	750 mT	1200 A/m	14 - 550	$460^\circ\text{C}$	k. A	bis 300 kHz
	AmoFlux	800 mT	1200 A/m	60	$400^\circ\text{C}$	k. A	bis 1 MHz
	KoolMy	800 mT	1200 A/m	60 - 125	$500^\circ\text{C}$	k. A	bis 500 kHz
Tridelta	Mf114	520 mT	3000 A/m	1500	$> 220^\circ\text{C}$	$5 \Omega \cdot m$	300 kHz bis 1 MHz

**Tabelle 5. 1:** Magnetische Eigenschaften möglicher magnetischen Kernmaterialien

Dabei geht es um Werkstoffe von zwei Arten: Ferrite und Pulververbindungen. Für hochfrequente Anwendungen werden hauptsächlich weichmagnetische Ferrite MnZn (Mangan-Zink) und NiZn (Nickel-Zink) eingesetzt, die bei hohen Frequenzen geringere Ummagnetisierungsverluste aufweisen [180]. Diese chemischen Zusammensetzungen besitzen gute magnetische Eigenschaften und können auch bei hohen Frequenzen ohne Laminierung eingesetzt werden [181]. MnZn-Ferrite zeichnen

<sup>2</sup> Testbedingungen: 10kHz, 25°C

<sup>3</sup> MPP steht für MolyPermalloy Powder

sich durch niedrige Ummagnetisierungsverluste und geringe Temperaturabhängigkeit der Anfangspermeabilität aus. NiZn-Ferrite besitzen einen deutlich höheren spezifischen Widerstand als MnZn-Ferrite und weisen daher eindeutig niedrigere Wirbelstromverluste auf. Der spezifische Widerstand ist jedoch bei den beiden Materialien temperatur- und frequenzabhängig. Im Allgemeinen weisen NiZn-Ferrite eine geringere Anfangspermeabilität auf, die von der Stärke des magnetischen Feldes abhängt. Bei starken Magnetfeldern können sich die Eigenschaften von NiZn-Ferriten irreversibel ändern.

Bei Pulververbindungen werden ferromagnetische Pulverteilchen zusammen mit einem Isolator vermischt, der den einzelnen Metallpulverteilchen als Bindemittel dient. Durch die Isolation entsteht eine innere Scherung der Magnetisierungskurve durch „zerhackten“ Luftspalt. Das führt zu einer geringeren Permeabilität auf der einen Seite und zu einem erhöhten Energiespeichervermögen sowie zur Reduzierung der Wirbelstromverluste auf der anderen. Damit Magnetkerne nicht in die Sättigung kommen, ist eine hohe Sättigungsmagnetisierung für hochfrequente Anwendungen sehr wichtig.

Als weiterer Schritt bei der Auswahl eines für die Anwendung optimalen Kernmaterials wird analysiert, ob die oben aufgeführten magnetischen Materialien hinsichtlich der magnetischen Feldstärke für die ausgewählte Anwendung auch geeignet sind. Zuvor ist jedoch eine Berechnung der induktiven Komponenten für die Anwendung mit den genauen Daten notwendig.

### 5.3.2. Ermittlung der Induktivitäten im Synchron-Tiefsetzsteller mit eGaN® FETs für einen Frequenzbereich von 100 kHz bis 500 kHz

Bei der untersuchten Topologie mit eGaN® FETs wurden folgende Randbedingungen gewählt: Eingangsspannung 100 V, Laststrom 2 A. Abhängig von der jeweils verwendeten Induktivität wird ein Rippelstrom von ca. 25 % angestrebt. Die Nichtlinearitäten der relativen Permeabilität (d. h. ihre Abhängigkeit von der Frequenz und von der magnetischen Feldstärke) werden allerdings zunächst nicht berücksichtigt.

$$\text{Aus } L = \frac{U_{in} \cdot D \cdot (1-D)}{\Delta i \cdot f} \quad (5.12)$$

wurden die Induktivitätswerte für die Anwendung mit  $D = 0,5$  berechnet (Tabelle 5. 2):

$f, \text{kHz}$	100	200	300	400	500
$L, \mu\text{H}$	500	250	167	125	100

**Tabelle 5. 2:** Speicherdrossel-Induktivitätswerte eines Synchron-Tiefsetzstellers (frequenzabhängig)

Hierzu ist zu bemerken, dass es sich hier um die Induktivität bei der jeweiligen Frequenz und mit Strombelastung handelt, da die Werte sonst aufgrund starker Nichtli-

nearitäten nicht anwendbar sind.

Speicherdrosseln aus verschiedenen Kernmaterialien und -Größen mit den Werten von  $500 \mu\text{H}$  bis  $100 \mu\text{H}$  wurden erstellt, im Nachfolgenden für die Erstellung des Modells der Auswertung magnetischer Materialien bei hochfrequentem Schalten verwendet und bei experimentellen Untersuchungen eingesetzt.

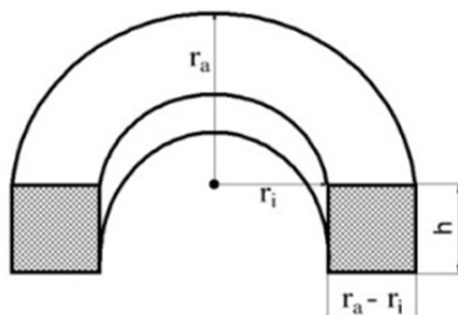
### 5.3.3. Festlegung der Randbedingungen für die Speicherdrossel

#### 5.3.3.1. Randbedingungen der Anwendung

Der Aussteuerbereich wird bis max.  $0,85\%$   $B_{max}$  angenommen. Die Abhängigkeit der Windungszahl ( $N$ ) von den Eigenschaften des Kernmaterials ( $\mu_r$ ) und von dem Radius des Ringkerns ( $R$ ) bei den gegebenen Anwendungsdaten ( $U_{in} = 100 \text{ V}$ ,  $I_{Last} = 2 \text{ A}$ ,  $\Delta I = 0,5 \text{ A}$ ,  $D = 0,5$ ) wird berechnet. Die Ausgangsspannung ist zunächst auf einen konstanten Wert von  $50 \text{ V}$  festgelegt. Der Zusammenhang zwischen der Induktivität und den Kerneigenschaften ergibt sich aus:  $L = \frac{N^2}{R_m}$ . Um die kompakte Bauweise der Gesamtschaltung gewährleisten zu können, wird der Innenradius des Ringkerns  $R$  auf Werte zwischen  $5 \text{ mm}$  und  $20 \text{ mm}$  eingeschränkt.

#### 5.3.3.2. Randbedingungen für die Abmessungen des Ringkerns

Wie bereits im Abschnitt 5.1.2 aufgeführt, eignet sich ein Ringkern besonders gut für die Auslegung einer Speicherdrossel unter den gegebenen Bedingungen. Um eine allgemeine Evaluierungsmethode zu entwickeln, werden die Abmessungen der Speicherdrossel durch eine Variable (Innenradius  $R$ ) und zwei Parameter  $a$  und  $b$  hergeleitet (Abb. 5. 10).



$$r_i = R$$

$$r_a = a \cdot R$$

$$h = b \cdot R$$

$$A = b \cdot R^2 \cdot (a - 1)$$

**Abb. 5. 10:** Definition der Abmessungen für einen Ringkern

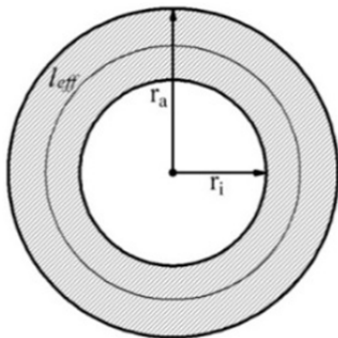
Zunächst wird ein Ringkern ohne Luftspalt betrachtet. Wenn man annäherungsweise annimmt, dass  $l_{eff} \approx 2\pi \cdot \left(R + \frac{a \cdot R - R}{2}\right)$  (Abb. 5. 11), lässt sich die Effektivlänge  $l_{eff}$  wie folgt herleiten:

$$l_{eff} \approx \pi \cdot R \cdot (a + 1) \quad (5. 13)$$

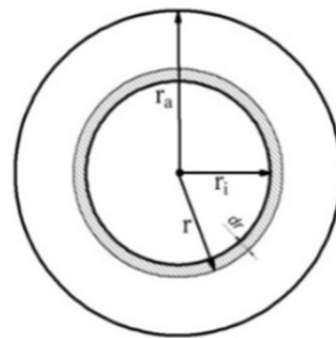
Daher lässt sich folgender Zusammenhang zwischen der annähernden Windungszahl  $N_{an}$  und Eigenschaften des Kerns ableiten:

$$N_{an} \approx \sqrt{\frac{\pi \cdot (a+1)}{\mu_0 \cdot b \cdot (a-1)} \cdot \frac{L}{\mu_r \cdot R}} \quad (5.14)$$

Bei genauer Berechnung der Windungszahl der Speicherdrossel muss der Kern in kleinere Segmente mit den magnetischen Widerständen  $dR_m$  aufgeteilt werden, die miteinander parallel geschaltet sind. Der Radius dieser Mini-Widerstände wird mit  $r$  und die Länge des Segments mit  $dr$  bezeichnet (Abb. 5.12).



**Abb. 5.11:** Effektivlänge (annähernd).



**Abb. 5.12:** Erläuterung zur Berechnung der exakten Effektivlänge.

Der magnetische Widerstand eines solchen kleinen Segments errechnet sich wie folgt:

$$dR_m = \frac{2\pi r}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot b \cdot R \cdot dr} \quad (5.15)$$

Aus der Parallelschaltung der einzelnen kleinen magnetischen Widerstände ergibt sich:

$$\frac{1}{R_m} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{dR_m} = \int_{r_i}^{r_a} \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot b \cdot R}{2\pi} \cdot \frac{dr}{r} \quad (5.16)$$

Daher wird der magnetische Widerstand als Kehrwert von (5.16) hergeleitet:

$$R_m = \frac{2\pi}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot b \cdot \ln a} \cdot \frac{1}{R} \quad (5.17)$$

Aus dem magnetischen Widerstand lässt sich die Windungszahl der Drossel genau berechnen:

$$N_{gen} = \sqrt{\frac{2\pi}{\mu_0 \cdot b \cdot \ln a} \cdot \frac{L}{\mu_r \cdot R}} \quad (5.18)$$

Wenn man den von der Induktivität und dem Radius unabhängigen Teil der Gleichung als Koeffizient

$$k_N = \sqrt{\frac{2\pi}{\mu_0 \cdot b \cdot \ln a}} \quad (5.19)$$

bezeichnet, lässt sich die Windungszahl  $N_{gen}$  bei den oben festgelegten Parametern  $a$  und  $b$  wie folgt ausdrücken:

$$N_{gen} = k_N \cdot \sqrt{\frac{L}{\mu_r \cdot R}} \quad (5.20)$$

Diese Bezeichnung wird unsere Berechnungsmethode im folgenden Verlauf vereinfachen. Die Aufstellung beider Rechnungswege wurde gemacht, um herauszufinden, wie sich die Genauigkeit der Annahme auf das Gesamtergebnis auswirken kann. Das Verhältnis  $N_{an}$  (5.14) zu  $N_{gen}$  (5.18) ergibt<sup>4</sup>:

$$\frac{N_{an}}{N_{gen}} = \sqrt{\frac{\ln a}{2 \cdot (a-1)}} \quad (5.21)$$

Der Formel (5.18) ist zu entnehmen, dass der Unterschied zwischen der annähernden und der genauen Methode vom Parameter  $a$  abhängt. Um herauszufinden, welchen Einfluss der Parameter  $a$  auf die Genauigkeit der Berechnungen ausübt, wurden folgende Zusammenhänge berechnet (Tabelle 5. 3):

$a$	1,1	1,2	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	2	2,2	2,4	2,5	2,6	2,8	3
$N_{an}/N_{gen}$	0,69	0,68	0,65	0,64	0,63	0,62	0,61	0,59	0,57	0,56	0,55	0,54	0,53	0,52

**Tabelle 5. 3:** Verhältnis zwischen den Windungszahlen, berechnet annäherungsweise und nach einer genauen Methode, bei verschiedenen Parametern  $a$

Das Verhältnis zwischen der beiden Methoden bei  $1,1 \leq a \leq 3$  liegt zwischen ca. 0,5 und 0,7. Da die annähernde Methode eine Ungenauigkeit zwischen 30 % und 50 % bedeutet, haben wir uns entschlossen, bei den weiteren Überlegungen und Berechnungen, nach Möglichkeit, nur die genaue Methode zu verwenden.

### 5.3.3.3. Darstellung der Gesamtverluste der Speicherdrossel in Abhängigkeit von den Parametern $a$ und $b$

Die Verluste in der Speicherdrossel aus einem bestimmten Kernmaterial mit gleichen Anwendungsdaten, jedoch unterschiedlichen Abmessungen, d. h. verschiedenen Kombinationen von  $a$  und  $b$ , addieren sich aus Kupferverlusten, die bei gleichem Drahtdurchmesser von der Länge des Drahts bzw. von der Windungszahl  $N$  abhängig

<sup>4</sup>  $N_{an}$  – annähernde Windungszahl,  $N_{gen}$  – genaue Windungszahl

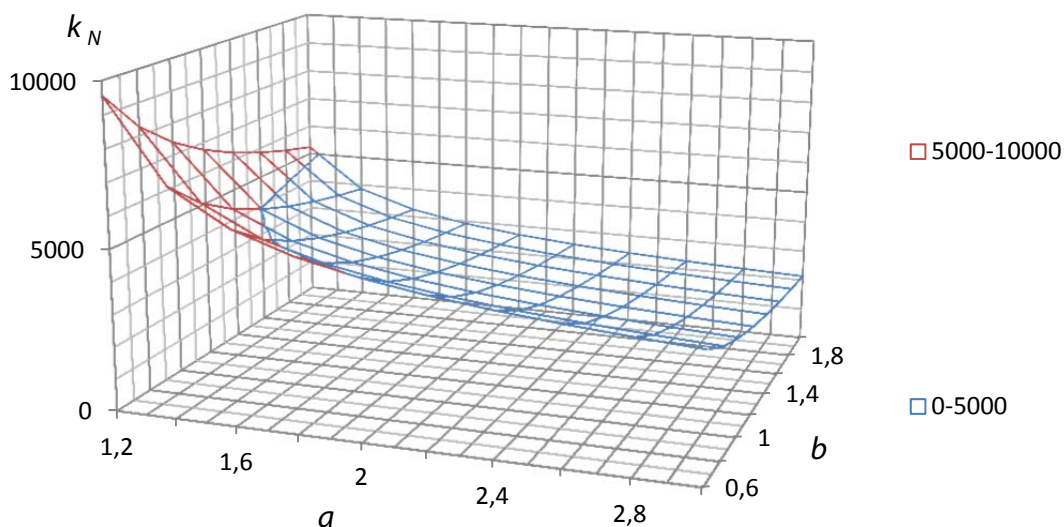
sind, sowie aus den Kernverlusten, die bei sonst gleichen Konditionen durch das Volumen bestimmt sind. Die Abhängigkeit der Windungszahl von den Parametern  $a$  und  $b$  zeigt sich wie folgt:

$$N = \sqrt{\frac{2\pi}{\mu_0 \cdot b \cdot \ln a} \cdot \frac{L}{\mu_r \cdot R}} = k_N \sqrt{\frac{L}{\mu_r \cdot R}} \quad (5.22)$$

mit  $k_N = \sqrt{\frac{10^7 \frac{Am}{Vs}}{b \cdot \ln a}}$  (5.23)

Der Koeffizient  $k_N$  reglementiert die Windungszahl einer Drossel bei sonst gleichen Parametern und wird durch die Variablen  $a$  und  $b$  bestimmt, die ihrerseits das Verhältnis zwischen dem Außendurchmesser, dem Innendurchmesser und der Höhe des Ringkerns darstellen. Die in der Industrie am häufigsten verwendeten Parameter  $a$  und  $b$  liegen (bei dem angestrebten kleinen Volumen) im folgenden Spektrum:  $1,2 \leq a \leq 3$  und  $0,6 \leq b \leq 2$ .

Abb. 5. 13 zeigt eine graphische Darstellung zwischen der Windungszahl  $N$  einer bestimmten Induktivität mit einem gegebenen Kern ( $\mu_r = const$  und  $R = const$ ) und den Abmessungsparametern  $a$  und  $b$ .



**Abb. 5. 13:** Abhängigkeit des Koeffizienten  $k_N$  bzw. der Windungszahl von Parametern  $a$  und  $b$

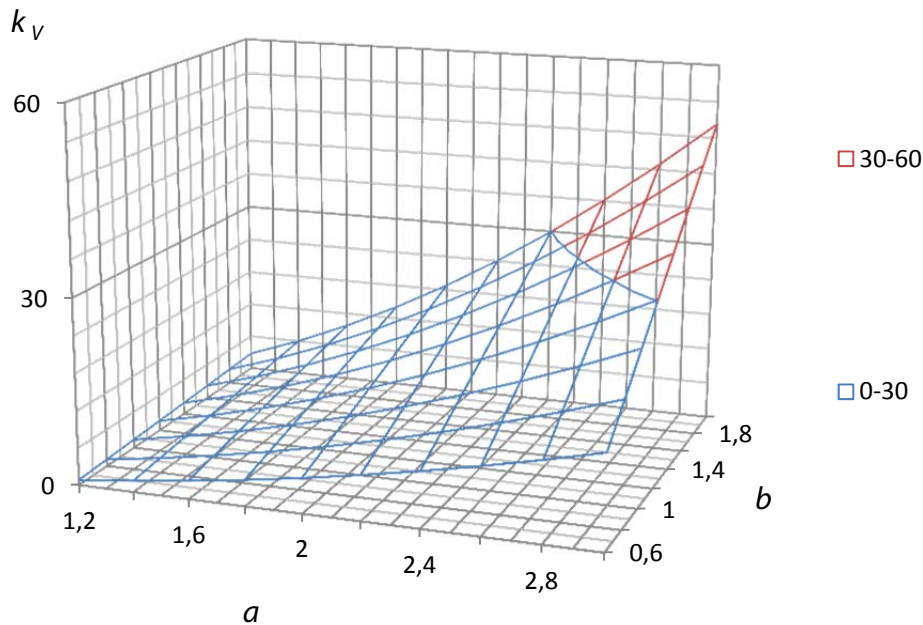
Bei den kleinsten ausgewählten Parametern  $a = 1,2$  und  $b = 0,6$  ist der Koeffizient  $k_N$  am größten. Daher sind die Windungszahl und damit verbundene Kupferverluste maximal. Bei den größten Parametern  $a = 3$  und  $b = 2$  sind die entsprechenden Größen minimal. Das Verhältnis zwischen den beiden Grenzfällen liegt beim 4,5-fachen. Das Volumen des magnetischen Kerns hängt von den Parametern  $a$  und  $b$  wie folgt ab (Abb. 5. 10):

$$V(a, b) = \pi \cdot R^3 \cdot (a^2 - 1) \cdot b = k_V \cdot R^3 \quad (5.24)$$



$$\text{mit } k_V = \pi \cdot (a^2 - 1) \cdot b \quad (5.25)$$

Der Koeffizient  $k_V$  beschreibt das Volumen des Kerns und wird durch die Variablen  $a$  und  $b$  bestimmt. Das Diagramm (Abb. 5. 14) zeigt die Abhängigkeit des Koeffizienten  $k_V$  für verschiedene Kombinationen von  $a$  und  $b$  ( $1,2 \leq a \leq 3$ ;  $0,6 \leq b \leq 2$ ).

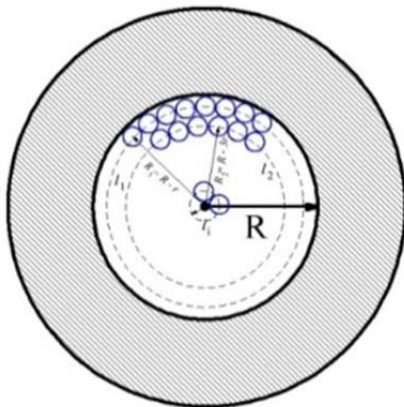


**Abb. 5. 14:** Abhängigkeit des Koeffizienten  $k_V$  bzw. des Volumens von den Parametern  $a$  und  $b$

Das größte Volumen und damit die größten Kernverluste ergeben sich bei den größten Parametern  $a = 3$  und  $b = 2$ . Das Verhältnis zwischen dem größten und kleinsten Volumen in beiden Randfällen liegt beim ca. 60-fachen. Der Vergleich beider Diagramme zeigt, dass sich die Kupfer- und die Kernverluste in Abhängigkeit von den Parametern  $a$  und  $b$  gegenläufig verhalten. Dies bedeutet, dass das Optimum dazwischen liegt. Da sich das Verhältnis zwischen den Draht- und Kernverlusten je nach Kernmaterial ändert, ist es an dieser Stelle nicht möglich das optimale Verhältnis zwischen  $a$  und  $b$  für alle in Frage kommenden Kernmaterialien herzuleiten. Ausgehend davon, dass das Optimum in einem mittleren Bereich liegt, werden wir unsere weitere Überlegungen zunächst für  $a = 2$  und  $b = 1$  anstellen.

#### 5.3.3.4. Festlegung der Begrenzung durch den Füllfaktor

Die Begrenzung durch den Füllfaktor ergibt sich aus der Berechnung der maximalen theoretischen Windungszahl in Abhängigkeit von den Abmessungen des Kerns und des Wicklungsgutes. Die maximale Windungszahl ist durch die Wicklungsfläche und den Querschnitt des Wicklungsgutes bestimmt. Geometrisch gesehen, entspricht die maximale Windungszahl  $N_{max}$  der Zahl, wie viel Mal die Querschnittsfläche des Wickelmaterials mit dem Radius  $r$  in die Wicklungsfläche ( $A_W$ ) hineinpasst, die vom inneren Radius des Kerns umfasst wird. Die Anordnung des Wicklungsgutes muss, wie in Abb. 5. 15 gezeigt ist, berücksichtigt werden.



**Abb. 5. 15:** Veranschaulichung des Begriffs Füllfaktor.



**Abb. 5. 16:** Graphische Erläuterung zur Berechnung des Füllfaktors.

Ausgehend davon, dass die Wicklungslagen dicht an einander liegen, können mit Hilfe der Abb. 5. 16 folgende Abhängigkeiten zusammengestellt werden:

Die Zahl der Windungen in der ersten Reihe:

$$N_1 = \frac{2\pi \cdot R_1}{l'_1} \quad (5.26)$$

Analog ist die Zahl der Windungen in der Reihe  $i$

$$N_i = \frac{2\pi \cdot R_i}{l'_i} \quad (5.27)$$

$$\text{mit } R_i = (R - r \cdot (2i - 1)) \text{ und } l'_i = R_i \cdot \pi \cdot \frac{\varphi}{180^\circ} = R_i \cdot \pi \cdot \frac{4 \cdot \arcsin\left(\frac{r}{R_i}\right)}{180^\circ} \quad (5.28)$$

Aus (5.26) und (5.27) folgt:

$$N_i = \frac{2\pi \cdot R_i}{R_i \cdot \pi \cdot \frac{4 \cdot \arcsin\left(\frac{r}{R_i}\right)}{180^\circ}} = \frac{90^\circ}{\arcsin\left(\frac{r}{R_i}\right)} = \frac{90^\circ}{\arcsin\left(\frac{r}{R - r \cdot (2i - 1)}\right)} \quad (5.29)$$

Die gesamte Windungszahl ergibt sich aus der Summe der Windungen aller Lagen:

$$N_{ges} = N_1 + N_2 + \dots + N_i = \sum_{i=1}^{n=\frac{R}{2r}} \frac{90^\circ}{\arcsin\left(\frac{r}{R - r \cdot (2i - 1)}\right)} \quad (5.30)$$

Nach der Berechnung der Summe ergeben sich maximale theoretische Werte für die Windungszahl auf einem Ringkern. Die maximale theoretische Windungszahl ist jedoch etwas höher als die reelle, denn die Isolationsdicke des Leiters wurde bei unseren Berechnungen nicht berücksichtigt. Ferner kann man das Wicklungsgut in der

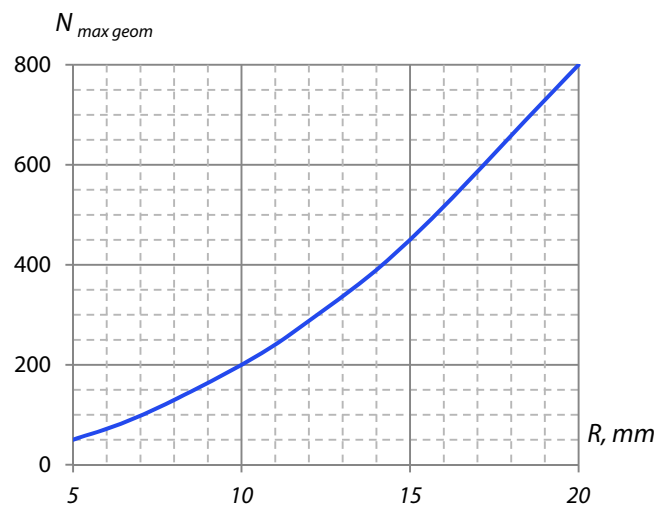
Praxis nicht unendlich dicht wickeln. Zwischen dem Wicklungsquerschnitt und dem Leiterquerschnitt gibt es folgenden Zusammenhang:

$$N = k_f \cdot \frac{A_W}{A_{Cu}} = k_f \cdot \left(\frac{R}{r_{Cu}}\right)^2 \quad (5.31)$$

$k_f$  wird als Füllfaktor bezeichnet. In den oben aufgeführten Überlegungen liegt der Koeffizient zwischen der maximalen theoretischen Windungszahl (5.30) und dem Verhältnis zwischen dem Wicklungsquerschnitt und dem Leiterquerschnitt  $\frac{A_W}{A_{Cu}}$  bei ca. 0,37 – 0,39. Wenn wir bei unseren weiteren Kalkulationen einen Wert von  $k_f = 0,3$  einsetzen, liegen wir in einem, auch von der praktischen Seite plausiblen Bereich. Mit einem Füllfaktor von 0,3 ergibt sich folgende Rahmenbedingung für  $N_{max}$  bei dem ausgewählten Wickelgut ( $A_{Cu} = 0,47 \text{ mm}^2$ ) und der festgelegten Ringkerengeometrie:

$$N_{max \text{ geom}} = \frac{k_f \cdot \pi R^2}{A_{Cu}} = \frac{0,3 \cdot \pi R^2}{0,47 \text{ mm}^2} = \frac{2 \cdot (R[\text{mm}])^2}{\text{mm}^2} \quad (5.32)$$

Daraus ergibt sich folgende Abhängigkeit zwischen der maximalen Windungszahl und dem Innenradius des Kerns (Abb. 5. 17).



**Abb. 5. 17:** Abhängigkeit der maximalen Windungszahl vom Innenradius des magnetischen Kerns bei oben festgelegten Randbedingungen für Füllfaktor und Durchmesser

Diese Kurve stellt eine Randbedingung dar, die in Verbindung mit weiteren aufgeführten Konditionen für den Algorithmus berücksichtigt werden muss.

### 5.3.3.5. Abhängigkeit der Windungszahl vom Innenradius $R$ bei verschiedenen Frequenzen

Für die festgelegten Dimensionen mit  $a = 2$  und  $b = 1$  beträgt die Proportionalitätskonstante  $k_N = 3798,3 \sqrt{\frac{Am}{Vs}}$ . Die Windungszahl  $N$  als Funktion des Kernmaterials ( $\mu_r$ )

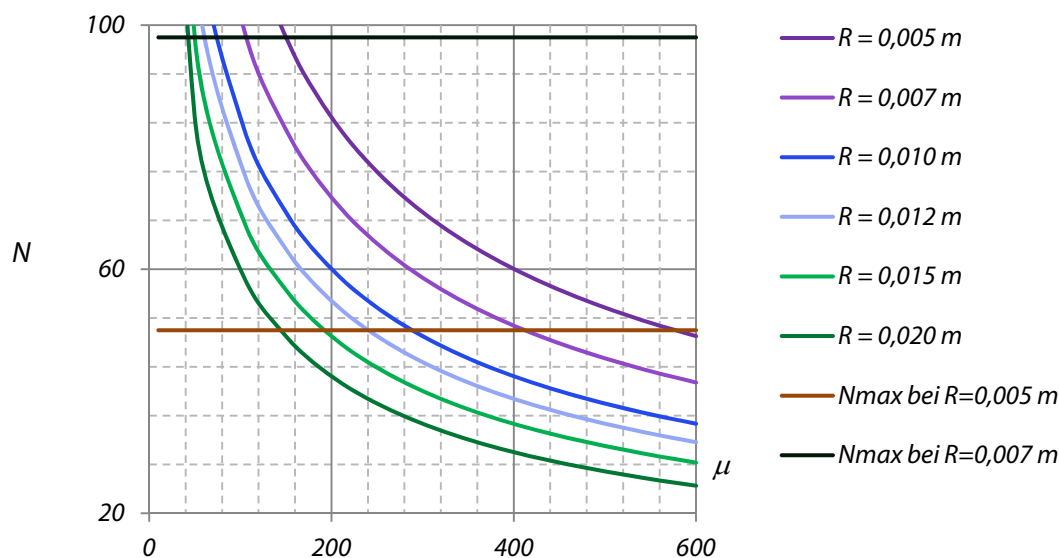
und der Kerngröße ( $R$ ) für verschiedene Frequenzen ist in *Tabelle 5. 4* zusammengefasst.

$f$	100 kHz	200 kHz	300 kHz	400 kHz	500 kHz
$L$	500 $\mu\text{H}$	250 $\mu\text{H}$	167 $\mu\text{H}$	125 $\mu\text{H}$	100 $\mu\text{H}$
$N(\mu_r, R)$	$\frac{84,93}{\sqrt{\mu_r \cdot R}}$	$\frac{60,06}{\sqrt{\mu_r \cdot R}}$	$\frac{49,08}{\sqrt{\mu_r \cdot R}}$	$\frac{42,47}{\sqrt{\mu_r \cdot R}}$	$\frac{37,98}{\sqrt{\mu_r \cdot R}}$

**Tabelle 5. 4:** Windungszahl bei verschiedenen Frequenzen als Funktion der Permeabilität und des Innenradius des Ringkerns bei festgelegten Parametern  $a$  und  $b$

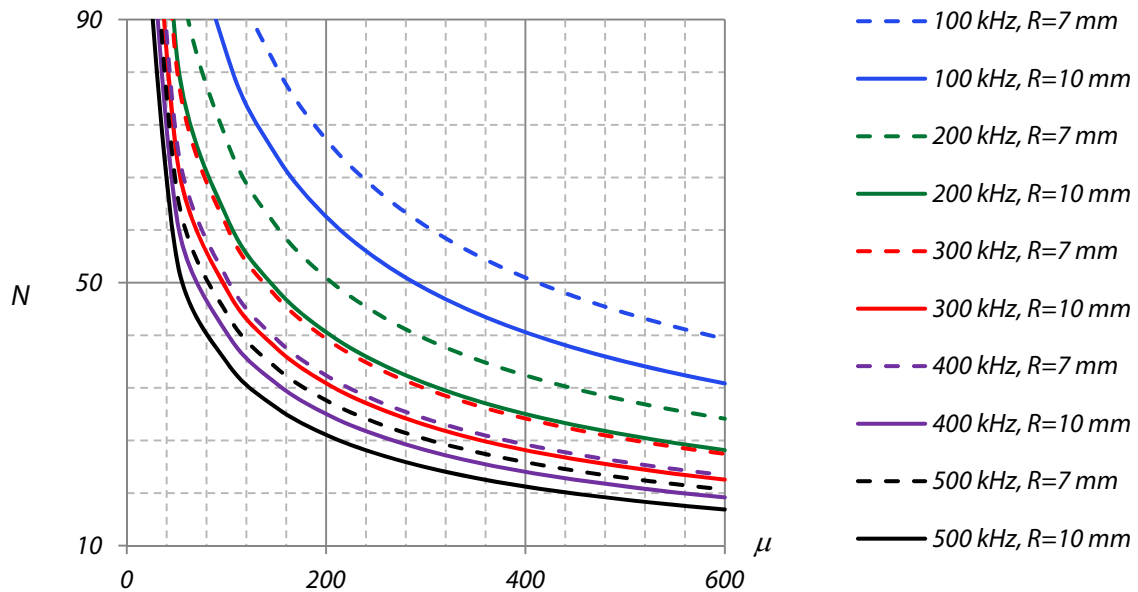
Diese Tabelle wird bei der weiteren Ausarbeitung des Algorithmus zur Evaluierung der magnetischen Kerne zugrunde gelegt und ist für alle Frequenzen anwendbar. Die ausführliche Beschreibung der Methode erfolgt jedoch nur für die Frequenz  $f = 100$  kHz.

Die Kurvenschar in *Abb. 5. 18* zeigt die Abhängigkeiten der Windungszahl von der Permeabilität des Kernmaterials bei verschiedenen Abmessungen mit Innenradien zwischen 5 mm und 20 mm bei festgelegten Rahmenbedingungen.



**Abb. 5. 18:** Abhängigkeit der Windungszahl von der Permeabilität des Kernmaterials bei unterschiedlichen Innenradien des magnetischen Kerns ( $f = 100$  kHz,  $L = 500$   $\mu\text{H}$ )

Für handelsübliche Kerngrößen mit Innenradien von 10 mm und 7 mm, mit denen Induktivitäts-Werte für die im Kapitel 4 beschriebene Anwendung erreichbar sind, ergeben sich folgende Abhängigkeiten der Windungszahl von der Permeabilität für verschiedene Frequenzen (*Abb. 5. 19*).



**Abb. 5.19:** Abhängigkeit der Windungszahl von der Permeabilität des Kernmaterials bei Innenradien des magnetischen Kerns von 7 mm und 10 mm für Frequenzen von 100 kHz bis 500 kHz

Eine analytische Betrachtung dieser Funktionenschar führt zu der Schlussfolgerung, dass das geeignete Kernmaterial einer für die beschriebene Anwendung passenden Größe mit steigender Frequenz immer geringere Permeabilität haben sollte. Um einen Kompromiss zwischen Drahtverlusten und Kernverlusten zu erreichen, sollte man magnetische Materialien mit den Permeabilitäten zwischen ca. 40 und 350 in Erwägung ziehen.

### 5.3.3.6. Festlegung der Randbedingung der Begrenzung durch die Sättigung

Die Sättigung bzw. der Sättigungsstrom gehört zu den wichtigsten Kriterien bei der Auswahl des magnetischen Kerns. Der Sättigungszustand soll vermieden werden, um unnötige Verluste zu vermeiden bzw. das Zerstören der Bauelemente zu verhindern. Daher darf der Sättigungsstrom im besten Fall nicht überschritten werden. Der magnetische Widerstand in einem Ringkern ohne Luftspalt errechnet sich wie folgt:

$$R_m = \frac{2\pi}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot b \cdot \ln a} \cdot \frac{1}{R} \quad (5.33)$$

Mit der Annahme eines Ringkerns mit Abmessungen  $a = 2$ ,  $b = 1$  ergibt sich:

$$R_m = \frac{2\pi}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot \ln 2} \cdot \frac{1}{R} \quad (5.34)$$

Der maximale Strom in der Speicherdrossel hängt von dem Gleichstromwert und dem Ripple-Strom ab:

$$I_{max} = I + \frac{\Delta I}{2} \tag{5.35}$$

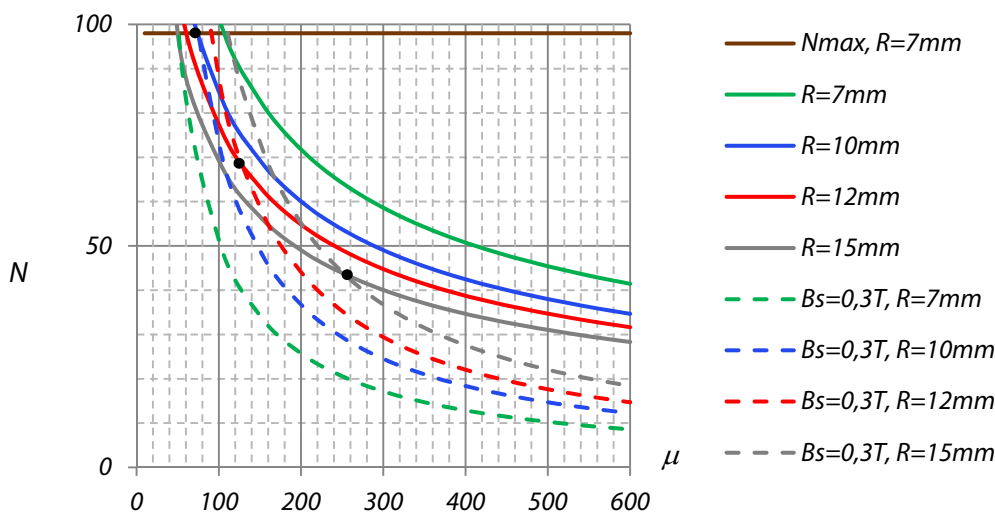
Gemäß dem Durchflutungsgesetz sowie entsprechend dem Zusammenhang zwischen dem magnetischen Fluss und der magnetischen Induktion entsteht ein Bezug zwischen der Windungszahl und der Sättigungsinduktion des Kernmaterials:

$$I_{max} \cdot N = R_m \cdot \Phi_{max} = \frac{2\pi}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot \ln 2} \cdot \frac{1}{R} \cdot B_{max} \cdot A = \frac{2\pi \cdot R}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot \ln 2} \cdot B_{max} \tag{5.36}$$

Unter der Bedingung, dass  $B_{max} \approx 0,85 \cdot B_{sat}$  entsteht eine weitere Randbedingung für die maximale Windungszahl  $N_{max}$ :

$$N_{max} = \frac{1,7\pi \cdot R \cdot B_{sat}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot \ln 2 \cdot I_{max}} = \frac{7,7 \cdot R \cdot B_{sat}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot I_{max}} \tag{5.37}$$

Bei den in *Tabelle 5. 1* aufgeführten magnetischen Materialien liegt der niedrigste Wert für die Sättigungsinduktion bei 320 mT. Ausgehend von einem Referenzwert für  $B_{sat}$  von 0,3 T und nach dem Einsetzen verschiedener Werte für den Innenradius (7 mm, 10 mm, 12 mm, 15 mm) in (5.41) ergibt sich eine Kurvenschar (*Abb. 5. 20*).



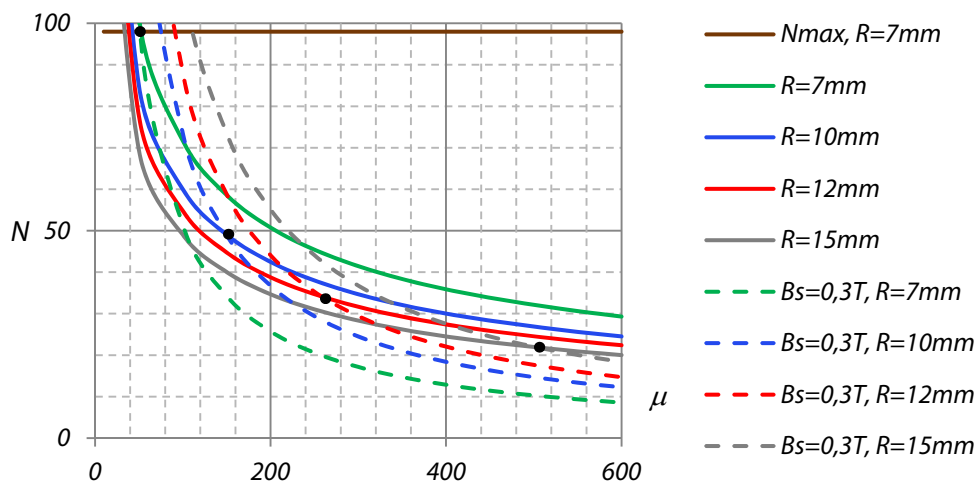
**Abb. 5. 20:** Abhängigkeit der Windungszahl von der Permeabilität des Kernmaterials bei unterschiedlichen Innenradien des magnetischen Kerns und der magnetischen Sättigungsinduktion von 300 mT ( $f = 100 \text{ kHz}$ ,  $L = 500 \mu\text{H}$ )

Die gestrichelten Linien stellen die Abhängigkeit der Windungszahl von der Permeabilität bei verschiedenen Radien dar. Ein Schnittpunkt von zwei (der durchgehenden und der gestrichelten) Linien gleicher Farbe stellt die Werte für die Windungszahl und die Permeabilität dar, die sich bei einem bestimmten Innenradius ergeben. Da beim Innenradius  $R = 7 \text{ mm}$  und kleiner der Schnittpunkt über dem durch den Füllfaktor begrenzten Windungszahl-Maximum liegt, ist die Dimensionierung einer Speicherspule mit so einem Magnetkern unter den gegebenen Randbedingungen nicht

möglich.

Die Schnittpunkte für die übrigen Innenradien sind auf dem Diagramm gekennzeichnet (Abb. 5. 20) und ergeben ungefähr folgende Werte bei  $B_{sat} = 0,3$  T:  $R_1 = 10$  mm,  $N_1 \approx 95$ ,  $\mu_r = 80$ ;  $R_2 = 12$  mm,  $N_2 \approx 68$ ,  $\mu_r = 130$ ;  $R_3 = 15$  mm,  $N_3 \approx 44$ ,  $\mu_r = 250$ . Verbindet man diese Punkte miteinander, ergibt sich eine Schnittmenge von Kombinationen verschiedener Innenradien der magnetischen Kerne mit der Permeabilität im eingegrenzten Bereich. Die Ergebnisse aus den oben aufgeführten Betrachtungen und Berechnungen sind mithilfe der graphischen Darstellung (Abb. 5. 20) folgendermaßen zu verstehen: die für die ausgewählte Anwendung erforderliche Induktivität ist mit Ringkernen mit einem Innenradius zwischen 10 mm und 15 mm (bei oben festgelegten Parametern  $a$  und  $b$ ) zu erreichen, wenn die Permeabilität zwischen den Werten 50 und 250 liegt und die Sättigungsinduktion mindestens 300 mT beträgt. Dabei ist zu beachten, dass die beiden Werte für die relevante Frequenz (in diesem Fall 100 kHz) gelten. Analoge Betrachtungen wurden für 200 kHz, 300 kHz, 400 kHz und 500 kHz durchführt.

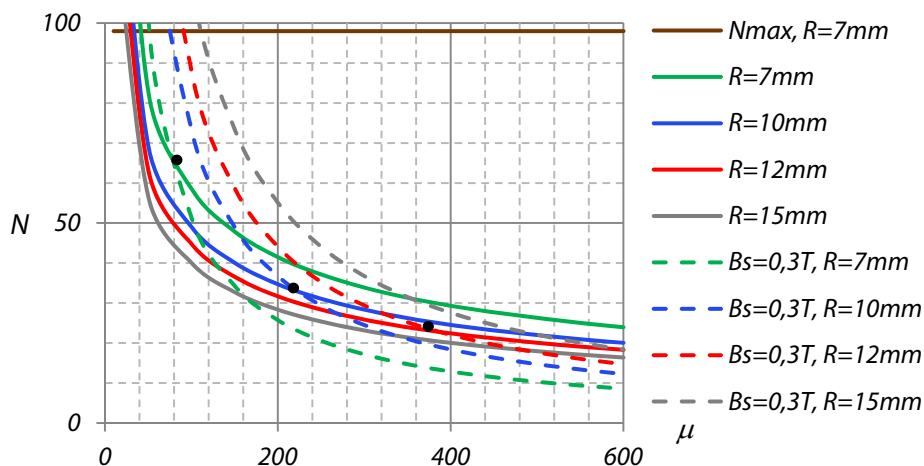
Bei 200 kHz ist die Verwendung eines Korns mit 7 mm Innenradius gerade eben möglich und damit wird der Sprung zu kleineren Drosselvolumen geschafft (Abb. 5. 21).



**Abb. 5. 21:** Abhängigkeit der Windungszahl von der Permeabilität des Kernmaterials bei unterschiedlichen Innenradien des magnetischen Korns und der magnetischen Sättigungsinduktion von 300 mT ( $f = 200$  kHz,  $L = 250$   $\mu$ H)

Die Schnittpunkte der entsprechenden Kurven ergeben folgende Werte bei  $B_{sat} = 0,3$  T:  $R_1 = 7$  mm,  $N_1 \approx 95$ ,  $\mu_r = 60$ ;  $R_2 = 10$  mm,  $N_2 \approx 49$ ,  $\mu_r = 150$ ;  $R_3 = 12$  mm,  $N_3 \approx 34$ ,  $\mu_r = 260$ ;  $R_4 = 15$  mm,  $N_4 \approx 22$ ,  $\mu_r = 510$ .

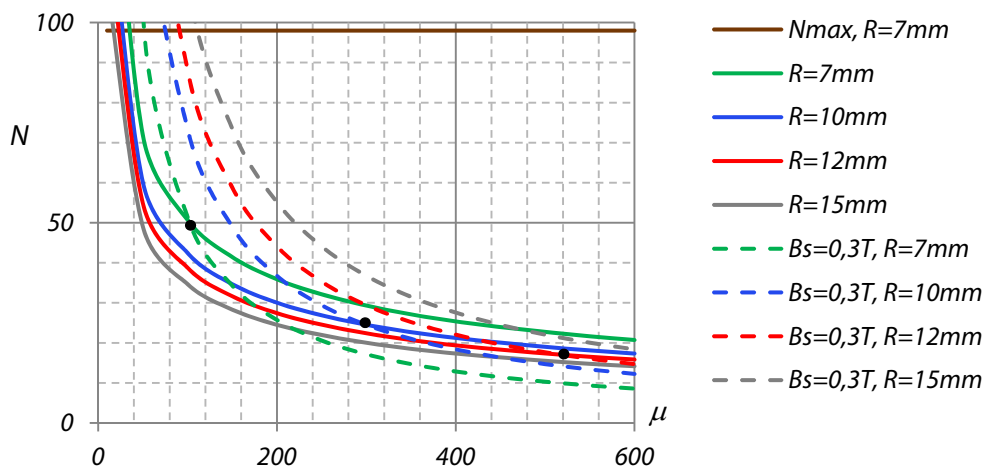
Bei 300 kHz liegt der Schnittpunkt für den Innenradius von 15 mm unter 20 Windungen (Abb. 5. 22). Die Windungszahl 20 wird als minimale Windungszahl festgelegt, um den Anforderungen nach der Homogenität des magnetischen Felds gerecht zu werden.



**Abb. 5. 22:** Abhängigkeit der Windungszahl von der Permeabilität des Kernmaterials bei unterschiedlichen Innenradien des magnetischen Kerns und der magnetischen Sättigungsinduktion von 300 mT ( $f = 300 \text{ kHz}$ ,  $L = 167 \mu\text{H}$ )

Die Schnittpunkte der entsprechenden Kurven ergeben folgende Werte:  $R_1 = 7 \text{ mm}$ ,  $N_1 \approx 66$ ,  $\mu_r = 80$ ;  $R_2 = 10 \text{ mm}$ ,  $N_2 \approx 33$ ,  $\mu_r = 220$ ;  $R_3 = 12 \text{ mm}$ ,  $N_3 \approx 22$ ,  $\mu_r = 390$ . Die notwendige Induktivität bei 300 kHz ist ebenfalls mit Ringkernen, die einen Innenradius zwischen 7 mm und 15 mm besitzen, zu erreichen. Bei der Windungszahl ab mindestens 20 liegen die Permeabilitätswerte zwischen 25 und 400.

Bei 400 kHz liegt die Schnittstelle zwischen der Sättigungsinduktivität und der erforderlichen Induktivität bei verschiedenen Permeabilitäten bereits bei einem Innenradius von 12 mm unter 20 Windungen (Abb. 5. 23).



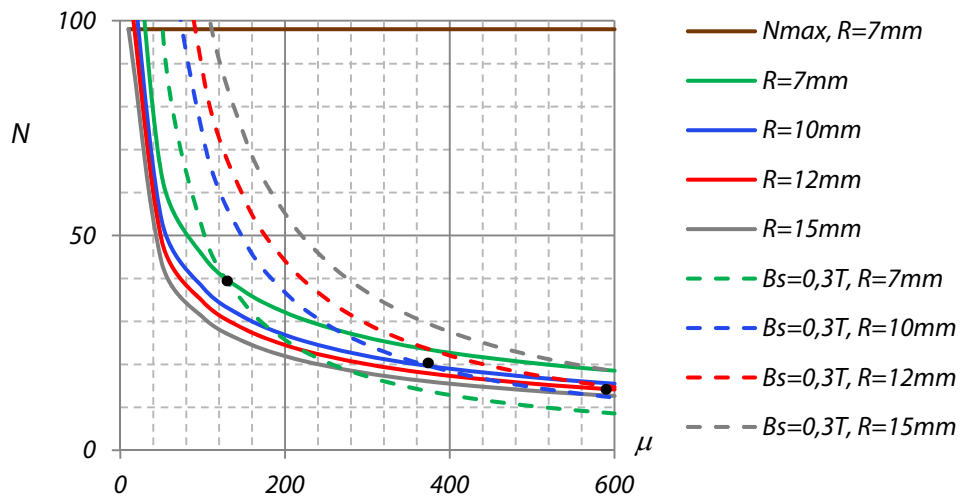
**Abb. 5. 23:** Abhängigkeit der Windungszahl von der Permeabilität des Kernmaterials bei unterschiedlichen Innenradien des magnetischen Kerns und der magnetischen Sättigungsinduktion von 300 mT ( $f = 400 \text{ kHz}$ ,  $L = 125 \mu\text{H}$ )

Für die zwei restlichen Innenradien liegen die Schnittpunkte bei  $R_1 = 7 \text{ mm}$ ,  $N_1 \approx 50$ ,  $\mu_r = 100$  und  $R_2 = 10 \text{ mm}$ ,  $N_2 \approx 24$ ,  $\mu_r = 300$ .

Und als letztes wird die Schnittmenge der Parameter für die Frequenz 500 kHz dargestellt. Für den Innenradius von 10 mm liegt die Schnittstelle zwischen der Sättigungs-



induktivität und der erforderlichen Induktivität bereits bei der von uns gesetzten Randbedingung von 20 Windungen (Abb. 5. 24) und die Schnittstellen liegen bei:  $R_1 = 7 \text{ mm}$ ,  $N_1 \approx 40$ ,  $\mu_r = 125$  und  $R_2 = 10 \text{ mm}$ ,  $N_2 \approx 20$ ,  $\mu_r = 365$ .



**Abb. 5. 24:** Abhängigkeit der Windungszahl von der Permeabilität des Kernmaterials bei unterschiedlichen Innenradien des magnetischen Kerns und der magnetischen Sättigungsinduktion von 300 mT ( $f = 500 \text{ kHz}$ ,  $L = 100 \mu\text{H}$ )

Die oben durchgeführten Betrachtungen lassen schließen:

- Bei der Frequenz von 100 kHz ist der Einsatz von Ringkernen ab erst 10 mm Innenradius möglich, um die notwendige Induktivität zu erreichen. Die Windungszahl liegt bei dieser Frequenz zwischen ca. 40 und 95 und die Permeabilität zwischen 50 und 250.
- Ab 200 kHz ist der Einsatz von Kernen mit dem Innenradius von 7 mm möglich. Der Bereich der einsetzbaren magnetischen Materialien erweitert sich auf eine Permeabilität von 30 bis 510. Der untere Wert der Windungszahl liegt bei ca. 22 und damit deutlich geringer als bei 100 kHz. Das hat geringere Kupferverluste zur Folge.
- Bei 300 kHz sinkt die untere Windungszahl-Grenze auf den von uns als Randbedingung festgesetzten Wert von 20 und der Permeabilitäts-Bereich verschiebt sich in Richtung kleinerer Werte.
- Für 400 kHz und 500 kHz liegen die Permeabilitäts-Werte noch etwas geringer als bei 300 kHz.

Bei höheren Sättigungsinduktionen, wie z. B. bei den Pulverkernen, erweitern sich die Schnittmengen und ermöglichen damit einen größeren Spielraum bei der Dimensionierung der Drossel sowohl hinsichtlich der Größen wie auch der Permeabilitäten. Die erworbenen Kenntnisse werden im nächsten Unterkapitel in Bezug auf die in Tabelle 5. 1 ausgewählten Materialien eingesetzt.

#### 5.4. Auswahl der magnetischen Kerne nach experimenteller Auswertung

Die in *Tabelle 5. 1* aufgeführten magnetischen Stoffe sind für eine hochfrequente Anwendung bei den Frequenzen zwischen 100 kHz und 500 kHz geeignet. Die in dieser Tabelle angegebenen Permeabilitätswerte liegen im Bereich der Werte, die in Abschnitt 5.3.3.6 ermittelt wurden. Diese Werte können jedoch nicht ohne weiteres eingesetzt werden, da sie bei anderen Testbedingungen (Frequenz, magnetische Feldstärke) als die in der beschriebenen Anwendung ermittelt wurden. Daher sind nicht alle in *Tabelle 5. 1* aufgeführten Materialien für die untersuchte Anwendung verwendbar.

Die NiZn-Kerne sind zwar im hochfrequenten Bereich verhältnismäßig verlustarm und haben eine Permeabilität, die in dem ausgesuchten Frequenzbereich stabil bleibt, jedoch sehr stark von der magnetischen Feldstärke abhängig ist. Daher ist es nicht möglich eine Speicherdrossel in der gewählten Geometrie (Ringkern bestimmter Größen, ohne Luftspalt) mit den erforderlichen Induktivitäten aus diesem Material zu erstellen, ohne dass sie in die Sättigung geht.

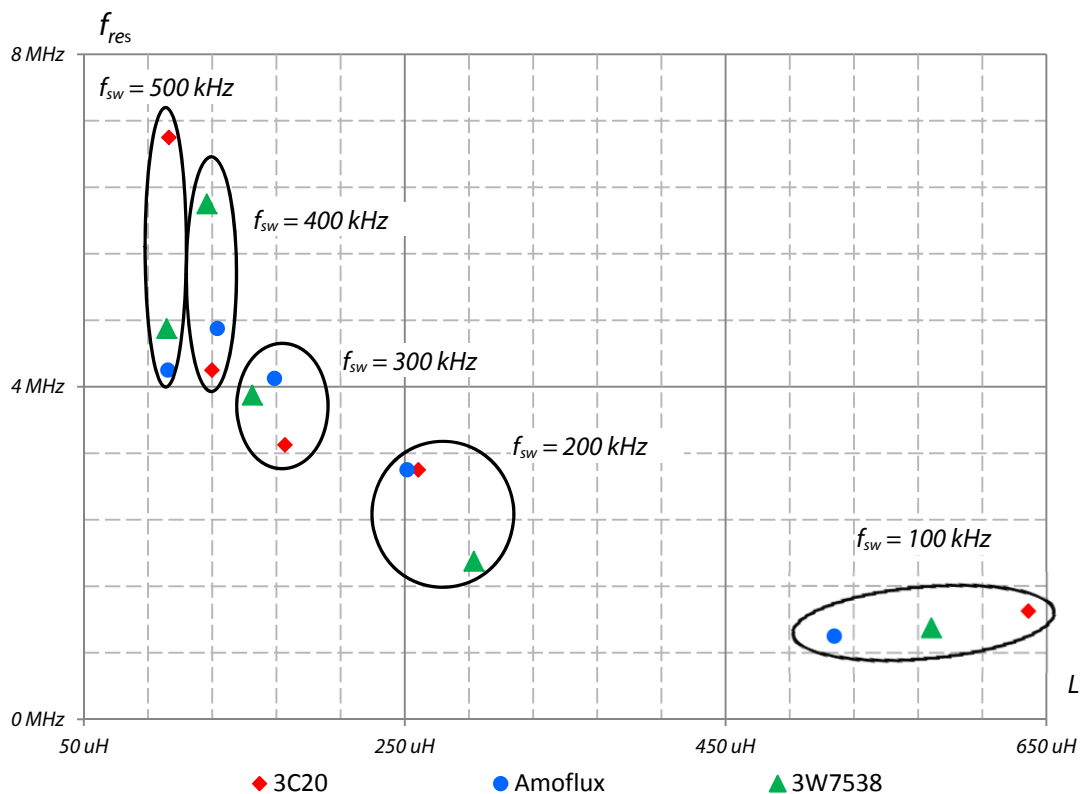
Bei der Abhängigkeit der Induktivität der Speicherdrosseln aus den untersuchten Materialien vom Strom bei verschiedenen Frequenzen zeigen AmoFlux-Kerne einen stabileren Charakter bei wenig veränderlichem Induktivitätswert (unter 10  $\mu\text{H}$ ). Die AmoFlux-Kerne zeigen jedoch unterschiedliche Frequenzabhängigkeit bei diversen Strömen: bei Strömen bis zu 2 A sinkt zuerst die Induktivität mit der Frequenz und beginnt erst ab 300 kHz wieder zu steigen. Ab 2,5 A bleibt die Induktivität bis ca. 300 kHz unverändert und beginnt danach zu steigen. Bei KoolMy-Kernen steigt die Induktivität dagegen kontinuierlich bereits ab 100 kHz. Mit zunehmendem Strom wird dieser Anstieg jedoch kleiner. Die Abhängigkeit der Induktivität von der Frequenz bei bestimmten Strömen spiegelt die Frequenzabhängigkeit der Permeabilität des Materials bei entsprechenden Feldstärken wieder. Ändert sich die Permeabilität wenig mit der Frequenz, bleibt auch die Induktivität in diesem Frequenzbereich stabil.

Diese Analyse ist für weitere Untersuchungen der Effizienz bei hohen Frequenzen und größeren Strömen von großer Bedeutung, denn gerade diese beiden Faktoren bestimmen im Wesentlichen in einem magnetischen Ringkern die Induktivitätswerte einer Speicherdrossel und beeinflussen damit deren Wirkungsgrad und damit die Effizienz der gesamten Schaltung. Von den in *Tabelle 5. 1* aufgeführten Werkstoffen sind bei den festgelegten Geometrie (Ringkern) und Anwendungen ( $I_L$ ,  $f$ ,  $U_{in}$ ,  $\Delta I$ ) nur Pulverstoffe geeignet: Die Permeabilitätswerte liegen im ermittelten Spektrum.

Eine weitere Überlegung, die bei der Betrachtung der magnetischen Bauelemente im Zusammenhang mit schnell schaltenden GaN-Transistoren herangezogen werden muss, ob und wenn ja, welche Grenzen die magnetischen Bauteile der Schaltfrequenz setzen. Die eingesetzten magnetischen Bauelemente müssen so gewählt bzw.

entwickelt werden, dass die Schaltfrequenz mit Abstand unter ihrer Eigenresonanzfrequenz liegt. Als Faustregel gilt, dass die Arbeitsschaltfrequenz etwa um den Faktor zehn unter der Eigenresonanzfrequenz sein sollte, um einen sicheren Arbeitsbereich zu gewährleisten.

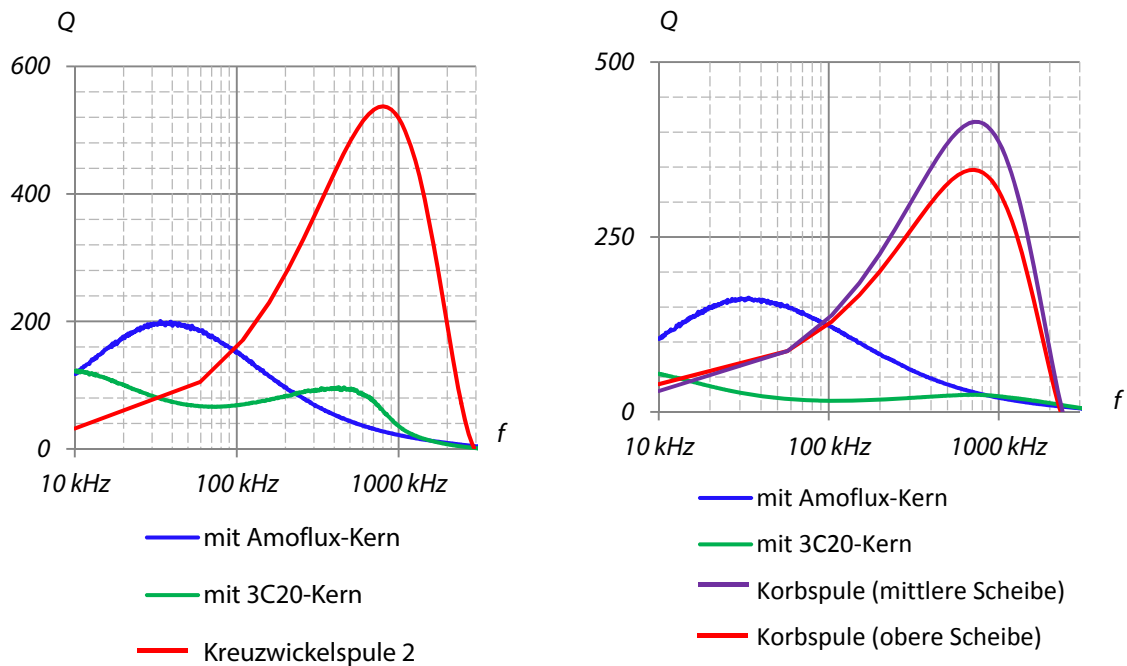
Alle gewickelten Speicherdrosseln wurden in Bezug auf ihre Eigenresonanzfrequenz analysiert. In *Abb. 5. 25* sind Eigenresonanzfrequenzen für die verwendeten Speicherdrosseln aus drei Kernmaterialien aufgeführt.



**Abb. 5. 25:** Zusammenhang zwischen der der Eigenresonanzfrequenz und der Schaltfrequenz bei verschiedenen magnetischen Materialien

Jeweils drei Drosseln für ein und dieselbe Schaltfrequenz sind umkreist. Die Induktivitäten der Drosseln sind bei der verwendeten Frequenz und ohne Laststrom gemessen. Das Verhältnis zwischen der Eigenresonanz- und der Schaltfrequenz liegt meistens zwischen 10 und 16, nur in zwei Fällen war die Eigenresonanzfrequenz (bei 500 kHz mit Amoflux und 3W7538) geringer, so dass die Relation zu der Schaltfrequenz acht bzw. neun betrug.

Im nächsten Schritt wurden die Güte-Eigenschaften der Luftspulen und der Speicherdrosseln mit magnetischen Kernen bei ähnlichen Induktivitätswerten verglichen. In *Abb. 5. 26* sind Drosseln mit magnetischen Kernen aus Amoflux- und 3C20-Materialien sowie kernlose Spulen in Bezug auf ihre Güte dargestellt. In dem untersuchten Frequenzbereich zwischen 100 kHz und 500 kHz weist die Luftspule eine wesentlich höhere Güte mit steigender Frequenz auf, als die Drosseln mit Kernen.



**Abb. 5. 26:** Abhängigkeit der Güte von der Frequenz bei verschiedenen Drosseln mit vergleichbaren Induktivitäten. Links: ca. 168  $\mu$ H bis 176  $\mu$ H. Recht: ca. 129  $\mu$ H bis 133  $\mu$ H

### 5.5. Setzen magnetische Bauelemente der Schaltfrequenz Grenzen?

Die erforderlichen Energiemengen der induktiven Speicher in den leistungselektronischen Wandlern werden mit steigender Schaltfrequenz kleiner, was eine Größenreduzierung der Schaltungen ermöglicht. Andererseits weist eine Frequenzerhöhung progressiv steigende Kernverluste und Verluste in den Leitern (durch Skin- und Proximity-Effekte) auf. Dies bedeutet eine sinkende Effizienz und einen zunehmenden Kühlaufwand. Daher kann die Schaltfrequenz, unabhängig von den technologischen Fortschritten bei den Halbleitern, nicht „unendlich“ steigen und wird durch magnetische Bauelemente in den Schaltungen limitiert [182]. Es gibt mehrere Aspekte, die bei magnetischen Bauelementen bedacht werden müssen. Sowohl die Kern- wie auch die Wicklungsverluste sind stark von der Frequenz abhängig.

Klassische Berechnung der Kernverluste geschieht nach der Steinmetz-Formel:

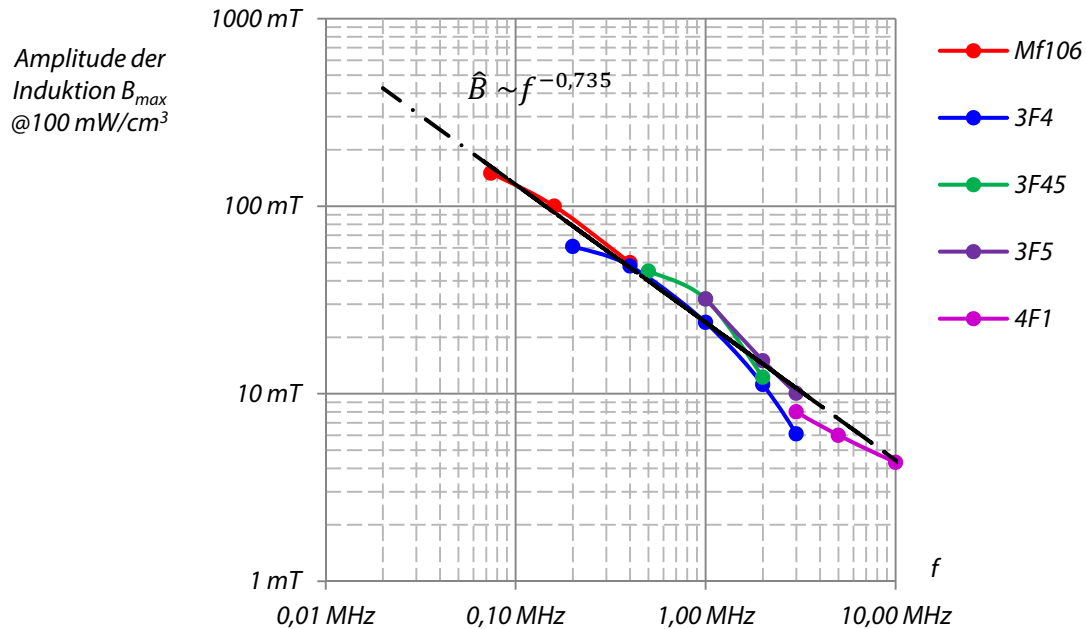
$$p = \frac{P}{V} = k_e \cdot \left(\frac{\hat{B}}{1T}\right)^\alpha \cdot \left(\frac{f}{1kHz}\right)^\beta \quad (5. 38)$$

Ein Vergleich verschiedener Spitzen-HF-Leistungsferrite bei derselben Verlustdichte ergibt folgende Abhängigkeiten [182]:

$$\hat{B} = \frac{\sqrt{2} \cdot U}{N \cdot A_{Fe} \cdot 2\pi f} \sim f^{-0,735} \quad (5. 39)$$

Dies ist kein allgemeines Gesetz. Die Tendenz kann man bei den ausgewählten Leistungsferriten beobachten und daher als allgemein gültigen Trend betrachten. Die

Abhängigkeit der maximalen magnetischen Induktion bei  $100 \text{ mW/cm}^3$  von der Frequenz der Ausgewählten Leistungsferrite sowie die daraus geleitete allgemeine Frequenzabhängigkeit sind in *Abb. 5. 27* dargestellt.



**Abb. 5. 27:** Vergleich verschiedener Spitzen-HF-Leistungsferrite bei derselben Verlustdichte

Da sich die magnetische Flussdichte durch das Spannungsflächenintegral und die Windungszahl beschreiben lässt, ergibt sich eine Spannungs- und Frequenzabhängigkeit der spezifischen Kernverluste wie folgt:

$$p = k_e \cdot \left( \frac{\sqrt{2} \cdot U}{[1T] \cdot N \cdot A_{Fe} \cdot 2\pi f} \right)^\alpha \cdot \left( \frac{f}{[1kHz]} \right)^\beta \quad (5.40)$$

Daraus errechnet sich

$$N = \left( \frac{k_e}{p} \right)^{\frac{1}{\alpha}} \cdot \left( \frac{\sqrt{2} \cdot U}{[1T] \cdot A_{Fe} \cdot 2\pi} \right) \cdot \left( \frac{1}{[1kHz]} \right)^{\frac{\beta}{\alpha}} \cdot f^{\frac{\beta - \alpha}{\alpha}} \quad (5.41)$$

Da die Spannung sowohl der magnetischen Flussdichte wie auch der Frequenz proportional ist, ist sie demzufolge der Frequenz hoch 0,265 proportional:

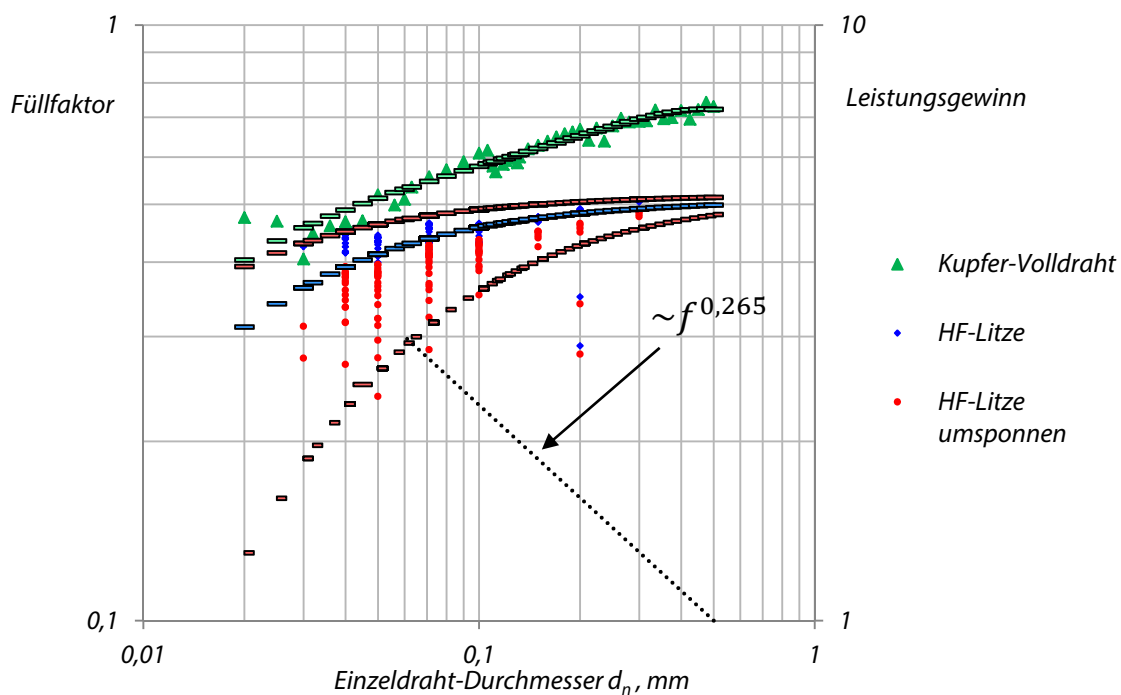
$$U \sim f^{0,265} \cdot N \cdot A_{Fe} \quad (5.42)$$

Bei gleichem Wickelfenster und gleichem Füllfaktor ist der Wicklungsstrom und damit die Scheinleistung  $\sim N^{-1}$ . Damit gilt für die Scheinleistung des Elements:

$$S \sim f^{\frac{\alpha - \beta}{\alpha}} \quad (5.43)$$

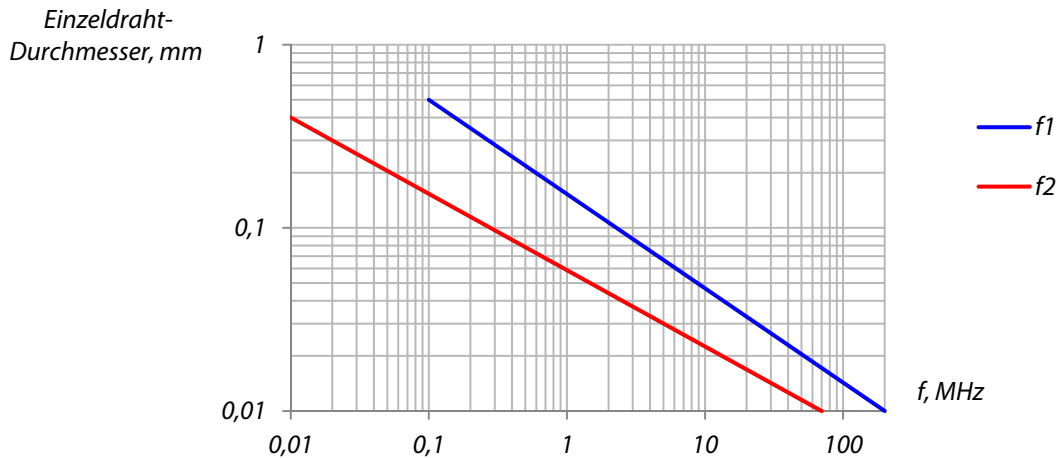
Daraus folgt, dass bei gleichem Strom und gleicher Kerngeometrie ein Leistungsgewinn  $\sim f^{0,265}$  erwartet werden kann, bezogen auf die ausgewählten Kernmaterialien.

Die bereits erwähnten frequenzabhängigen Skin- und Proximity-Effekte spielen ebenfalls eine entscheidende Rolle hinsichtlich der Verluste im schaltenden Betrieb. Mit steigender Frequenz wird der Strom an die Oberfläche des Einzeldrahtes verdrängt, d. h. man muss dünnere Einzeladern verwenden. Die, wiederum, haben einen schlechteren Füllfaktor, da die Isolierfläche steigt. Also, mit sinkendem Einzeldraht-Durchmesser sinkt der Füllfaktor. Das bedeutet, wenn man die gleiche Stromtragfähigkeit erreichen will, muss man mehr Einzeldrähte mit einem geringeren Füllfaktor oder einen Kern mit größerem Wickelfenster nehmen, d. h. die Bauform vergrößert sich. Eventuell muss man einen größeren Spulenkörper nehmen, was wiederum höhere Kernverluste bedeutet. Aus beiden Effekten hervorgehend gibt es eine Grenze, nach deren Erreichung keine Verringerung der Kerngröße mehr möglich ist. Diese gegenläufigen Tendenzen in magnetischen Kernen und in Wickelgütern sind grafisch in (Abb. 5. 28) dargestellt. Hinter den Werten stehen nicht errechnete, sondern reale Hersteller-Angaben.



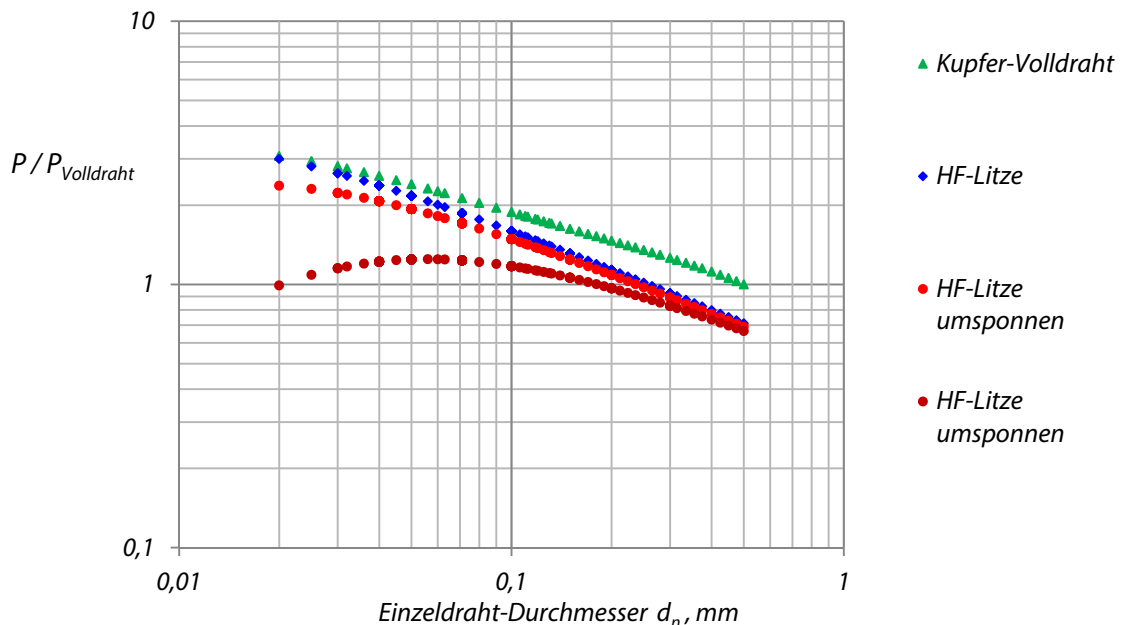
**Abb. 5. 28:** Abhängigkeit des Füllfaktors bzw. des Leistungsgewinns vom Einzeldrahtdurchmesser bei einem gegebenen Spulenkörper

Jedem Drahtdurchmesser ist, unter den in 5.2.1 aufgeführten Randbedingungen, eine Frequenz zuzuordnen (Abb. 5. 29). Bei der Frequenz  $f_1$  wird die Bedingung nach Minimieren des Skin-Effekts ( $d_n = 2s$ ) erfüllt: Der Einzel-Drahtdurchmesser darf nicht größer als die doppelte Eindringtiefe sein. Bei der Frequenz  $f_2$  handelt es sich um den Proximity-Effekt: Wenn die maximalen Verluste durch den Proximity-Effekt unter 5 % liegen sollen, entspricht das einem Verhältnis zwischen dem Einzeldraht-Radius und der Eindringtiefe von ca. 0,55.



**Abb. 5. 29:** Abhängigkeit des Füllfaktors von der Frequenz

Mit steigender Frequenz verschlechtert sich der Füllfaktor, die Strombelastbarkeit sinkt. Daher wird der Leistungsgewinn im höheren Frequenzspektrum durch den sinkenden Füllfaktor reduziert. Nimmt man die Leistung bei Kupfer-Volldraht bei 100 kHz als Referenz, wird das Verhältnis zwischen der Leistung bei verschiedenen Wickelgütern gegenüber der Leistung bei Kupfer-Volldraht bei 100 kHz wie folgt dargestellt (Abb. 5. 30):



**Abb. 5. 30:** Verhältnis zwischen der Leistung gegenüber der Leistung mit Volldraht bei 100 kHz

Aus Abb. 5. 29 und Abb. 5. 30 folgt, dass bei kleinen Strömen eine signifikante Leistungssteigerung mit einem Kupfer-Volldraht erreicht wird und beim Übergang auf HF-Litze eine erhebliche Frequenzsteigerung erfolgen muss. Demzufolge liegen sinnvolle maximale Schaltfrequenzen unterhalb von 5 MHz. Danach wird der mögliche Leistungsanstieg durch einen immer schlechter werdenden Füllfaktor kompensiert.

### 5.6. Zusammenfassung

In einem hochfrequenten Wandler müssen nicht nur Halbleiterschalter beachtet, sondern auch magnetische Bauelemente in Betracht gezogen werden. Die Betrachtung der Eigenschaften magnetischer Bauelemente war vorwiegend unter dem Standpunkt vorgenommen, den Zusammenhang zwischen der Effizienz der gesamten Schaltung und der durch magnetische Bauteile verursachten Verluste herzustellen. In diesem Kapitel wurden Ursachen für die Verluste in magnetischen Bauteilen diskutiert.

Das Verhalten der Induktivität hängt von der Frequenz und von der magnetischen Feldstärke ab, die sich durch den durchfließenden Strom ändert. Diese Abhängigkeiten sind stark durch das Kernmaterial bestimmt. Für einige Kernmaterialien, die für die Verwendung in den Schaltungen mit GaN-Transistoren in Frage kämen, wurde eine ausführliche Analyse in Bezug auf Strom- und Frequenzabhängigkeit durchgeführt.

Ferner wurde ein Modell zur Bestimmung der Kernmaterialien für die beschriebene Anwendung ausgearbeitet. Als besonders geeignet, zeigten sich AmoFlux, KoolMy, und 3C20. Speicherdrosseln aus diesen Materialien wurden angefertigt und auf Strom- und Frequenzabhängigkeit untersucht. Nachfolgend wurde die Eigenresonanzfrequenz der für die Untersuchungen der Verlustleistungen vorgesehenen Speicherdrossel bestimmt.

Um die Nichtlinearitäten der Kernmaterialien für messtechnische Zwecke zu vermeiden, wurden die Eigenschaften der Speicherdrosseln ohne magnetischen Kern untersucht. Niederkapazitive Luftspulen diverser Induktivitäten zweier Wicklungsarten wurden angefertigt und ihre Eigenschaften bei verschiedenen Frequenzen und Strömen ermittelt.

Hohe Schaltfrequenzen führen zwar zur Reduzierung der Größe magnetischer Bauteile, haben jedoch ihre Grenzen, die durch Bauformen und Materialien bedingt sind. Zum Schluss wurde erörtert, wie die Schaltfrequenz sowohl durch das magnetische Material wie auch durch die Wicklungen begrenzt wird. Es wurde mathematisch der allgemeinen Grundmeinung widersprochen, dass geringe Schaltverluste und, als Folge, eine hohe Schaltfrequenz gleich eine geringe Baugröße der magnetischen Bauteile bedeutet. Eine optimale Schaltfrequenz betrüge nach obigen Betrachtungen unter 5 MHz.

Im nächsten Kapitel werden die untersuchten Speicherdrosseln als Energiespeicher im Synchron-Tiefsetzsteller mit GaN-HFETs bei verschiedenen Frequenzen eingesetzt und daraus Verlustleistungen ermittelt.



## 6. Experimentelle Ermittlung der Verlustleistungen

In diesem Kapitel werden die experimentellen Ergebnisse der Effizienz-Untersuchungen sowie des Verlustverhaltens der EPC2010 eGaN<sup>®</sup> HFETs im Synchron-Tiefsetzsteller bei hartem Schalten von 100 kHz bis 500 kHz bei unterschiedlichen Strömen und mit Speicherdrosseln aus verschiedenen magnetischen Materialien sowie mit Luftspulen dargestellt und analysiert. Aus den Messergebnissen werden die Verlustleistungen sowohl für die Speicherdrossel wie auch für die EPC2010 eGaN<sup>®</sup> FETs ermittelt und diskutiert. Ferner werden Schlussfolgerungen bezüglich der verwendeten magnetischen Bauelementen gezogen.

Dieses Kapitel setzt sich zusammen aus folgenden inhaltlichen Schwerpunkten:

- Besonderheiten und Grenzen der Messungen und Messmethoden bei schnellem Schalten mit EPC-Transistoren;
- Erstellung einer Versuchsplanung für variable Parameter nach den Regeln der mathematischen Statistik;
- Beschreibung der Testmethoden und Durchführung der Experimente;
- Vorstellung, Vergleich und Bewertung der gewonnenen Messergebnisse.

Die Verluste in den eGaN<sup>®</sup> HFETs wurden in dieser Arbeit nicht auf konventionelle Art ermittelt, da der Einfluss der Strommessungen bei den sehr geringen Streuinduktivitäten der GaN-Bauelemente und schnellem Schalten recht erheblich ist und die Messergebnisse verfälscht würden.

Die in den Kapiteln 4 und 5 gezogenen Schlussfolgerungen wurden anhand praktischer Messungen verifiziert und eine topologische Auswertung des Einsatzes der AlGaIn/GaN-HFETs unter Berücksichtigung der Auswirkung auf induktive Bauelemente durchgeführt. Daraufhin werden in den folgenden Abhandlungen und in der Analyse der experimentellen Ergebnisse die Schaltverluste ermittelt und das Verhältnis zwischen allen Verlusten in Abhängigkeit von der Frequenz dargestellt. Die gewonnenen Erkenntnisse und Schlussfolgerungen werden in diesem Kapitel diskutiert.

### 6.1. Messungen bei hoher Flankensteilheit und hohen Frequenzen

Eine präzise Analyse des Schaltverhaltens der GaN-Schalter sowie eine glaubhafte Abschätzung der Halbleiterverluste mit befriedigender Genauigkeit erfordern den Einsatz von Messmitteln, die für hochfrequentes Schalten geeignet sind. Bei hohen Spannungsänderungsgeschwindigkeiten (ca. 30 V/ns) ist die Wahl der Spannungstastköpfe von entscheidender Bedeutung. Um eine genaue Messung zu gewährleisten sind hoch präzise Messgeräte notwendig. Alle Kanäle müssen eine Bandbreite haben, die die in den zu messenden Signalen beinhaltet höchste Frequenz deutlich übertrifft [183]. Bei den Spannungsmessungen muss die Leiterschleife zwischen der

Tastspitze und dem Massenanschluss so gering wie möglich gehalten werden, um zusätzliche Schwingungen zu vermeiden bzw. zu minimieren. Mit hochqualitativen und geeigneten Geräten ist eine genaue Spannungsmessung in der Leistungselektronik auch bei hohen Schaltflanken und -frequenzen gewährleistet. Korrekte Strommessung dagegen stellt eine besondere Herausforderung an Messtechnik und -verfahren bei hohen Frequenzen und steilen Schaltflanken. Zu den verbreiteten Strom-Messmethoden in der Leistungselektronik gehören Messungen mit einem Koaxial-Shunt und mit einem Stromsensor<sup>1</sup>. Beim Shunt (Messwiderstand) wird während des Stromflusses ein Spannungsabfall gemessen, der dem Strom proportional ist. Diese Shunts sind in der Lage auch Stromspitzen zu erfassen, haben keine Verschiebung zwischen Strom und Spannung, brauchen keine Zusatzstromversorgung [183] und besitzen eine hohe Bandbreite (bis in den GHz-Bereich). Bei den hochfrequenten Messungen können sie jedoch einige Probleme bereiten. Die in der Leiterbahn induzierten Spannungen überlagern sich mit dem eigentlichen Messsignal und verfälschen damit das Messergebnis [184]. Auch die kleinsten verfügbaren Koaxial-Shunts haben eine, wenn auch sehr geringe, Eigeninduktivität, die mit der parasitären Induktivität der GaN-Schalter vergleichbar bzw. größer ist, was zu einer inkorrekten Strommessung führen kann.

Ein flacher Shunt aus diskreten SMD-Widerständen wurde in [185] ausgearbeitet und in [186] mit GaN-Schaltern implementiert. Auch wenn diese Messmethode für die Untersuchung des Schaltverhaltens der GaN-HFETs verwendbar war, führte sie, wegen der durch Aufbau bedingten höheren Streuinduktivitäten sowie durch eine ungleichmäßige Stromaufteilung zwischen den Widerständen, zu höheren Stromspitzen und -schwingungen und damit zu höheren Schaltverlusten. Eine weitere Shunt-Messmethode wird auch in [187] beschrieben. Hier wird darauf hingewiesen, dass ein zusätzlicher Widerstand in Form des Shunts im Versorgungspfad vom Zwischenkreis zu den Leistungshalbleitern unweigerlich zu einer Einschnürung des Strompfades führt. Als Alternative wird eine, auf der Platine integrierte, Luftspule gewählt. Die Änderung des Drain-Stroms bewirkt dann ein  $\Delta B/\Delta t$ , und das wiederum induziert eine, für die Messung taugliche, Spannung in der Luftspule. Da diese Spule nur über wenige Windungen verfügt, ist auch die induzierte Spannung sehr gering. Mit entsprechend empfindlichen Messmitteln ist durch diese Methode jedoch eine Messung möglich, die zu vernachlässigbarer Einflussnahme auf die zu erfassenden Messwerte nimmt. Solch ein Stromsensor ist jedoch noch nicht praktisch implementiert.

Verwendung von Stromsensoren mit magnetischen Komponenten und Wicklungen (Rogowski, Pearson) führt nicht nur zur Verfälschung des gemessenen Stroms aufgrund der Erhöhung der Streuinduktivität sondern auch aufgrund der hohen Umagnetisierungs- und Kupferverluste [184]. Ein in [188] präsentierter Stromsensor hat zwar sehr kleine Abmessungen und damit verbundene parasitäre Induktivitäten,

---

<sup>1</sup> Es werden nur die Methoden betrachtet, die für die beschriebene Anwendung von Relevanz sind.

bringt jedoch gleiche Nachteile wie die anderen Stromsensoren mit magnetischen Bauelementen und gibt kein korrektes Stromverhalten wieder.

Um ein der Realität am nächsten liegendes Ergebnis hinsichtlich der Halbleiterverluste zu erreichen, wurde in dieser Arbeit auf Strommessungen des Drain-Source-Stroms im schaltenden Zustand verzichtet. Die durch die Schaltvorgänge in den GaN-Schaltern verursachten Verluste wurden indirekt ermittelt. Mit einem Leistungsmessgerät wurden die Gesamtverluste gemessen. Mithilfe von zwei verschiedenen Methoden wurden die Verluste in den Speicherdrosseln festgestellt. Die Verluste in anderen peripheren Elementen (Treiber, Kondensatoren, Leitungs- und kontaktwiderstände) wurden davon separat ermittelt. Die Differenz zwischen den Gesamtverlusten und Verlusten in allen anderen passiven und peripheren Komponenten wurde ermittelt und in Bezug auf die Halbleiterverluste analysiert.

### **6.2. Überlegungen zu Messgenauigkeiten und -fehlern**

Angemessenheit und Art von Messmethode und Messmitteln sind als erstes zu bestimmen, so dass nicht allein schon die Anwendung eines bestimmten Messverfahrens zu einem Messfehler führt oder die Messergebnisse erheblich beeinflusst. Weiterhin sind alle Messgeräte, die zu Messungen kritischer Werte herangezogen werden, auf korrekte Eichzyklen bzw. Kalibrierung zu überprüfen. Damit wird im Großen und Ganzen ausgeschlossen, dass die vom Hersteller definierten Messtoleranzen bzw. Genauigkeitsgrenzen überschritten werden.

Die Angemessenheit einer Messmethode und der eingesetzten Messmittel ergibt sich häufig schon bei der Versuchsplanung; gelegentlich stellt sich aber auch erst während des Experiments heraus, dass das verwendete Verfahren mit zu hohen Toleranzwerten einhergeht. So hat sich beispielsweise in den durchgeführten Versuchsreihen verdeutlicht, dass ein kalorimetrisches Messverfahren aus rein physikalischen Gründen für größere Leistungen besser geeignet ist als für kleinere. Da die Relation zwischen den zu messenden Verlustleistungen und der natürlichen Varianz eines solchen Messaufbaus bei kleinen Leistungen ungünstiger wird, gilt es hier genau abzuwägen, bei welchen zu erwartenden Messwerten das Verfahren noch als technisch-wissenschaftlich nutzbar einzustufen ist. Auch ist zu prüfen, inwieweit das verwendete Messgerät überhaupt in der Lage ist, den zu prüfenden Wert zu verarbeiten. Bei unseren Experimenten sind beispielsweise überlagernde Gleich- und Wechselspannungen oder Ströme mit Frequenzen in einem Bereich, der in der Leistungselektronik nicht häufig gemessen wird, anzutreffen. Ob das Instrument für diese Messdatenerfassung geeignet ist, muss genau bestimmt werden.

Es ist weiterhin selbstverständlich, dass alle Messmittel einer bestimmten Messtoleranz unterliegen. Dies bedeutet gleichzeitig, dass diese Toleranzwerte der verwendeten Geräte aufzunehmen sind, und kumulativ in die Genauigkeitsberechnung mit einzugehen haben. Auch hier darf die Summierung der Messtoleranzen nicht zu ei-

ner Überschreitung der wissenschaftlich anerkannten Brauchbarkeitsgrenzen führen. Von entscheidender Bedeutung sind in jedem Falle auch die potentiellen Erfassungstoleranzen des eigentlichen Versuchsaufbaus herauszuarbeiten. Besonders Leitungs- und Übergangswiderstände sind zu beachten, die innerhalb des Messkreises liegen. Kein noch so genaues Instrument wird einen brauchbaren Messwert liefern, wenn sich erhebliche Fehlerquellen im Messaufbau verbergen.

Letztlich muss gerade im Rahmen dieser Arbeit darauf hingewiesen werden, dass auch der Einsatz eines Messgerätes zu einer erheblichen Veränderung des zu messenden Signals und seines Wertes führen kann. Diese unvermeidbare Veränderung muss jedoch weitgehend bestimmbar sein, so dass sie in die Auswertung und Ergebnisberechnung miteinfließen kann. Und auch hier sind wieder die Verhältnisse üblicher wissenschaftlicher Arbeiten einzuhalten. Ein Faktor von ein bis zwei Größenordnungen zwischen tatsächlichem Wert und der Größe seiner Veränderung ist in jedem Falle erforderlich. Da bei jedem Messverfahren kleine oder große Messfehler entstehen, gilt es sie zu behandeln und zu minimieren. Die Fehler können aus Umgebungseinfluss und Rückwirkungen, aus Unvollkommenheit und falscher Kalibrierung der Geräte sowie bei der Bildung und Verarbeitung eines Messwertes durch beschränkte Genauigkeit entstehen. Menschliche Fehler dürfen auch zu der Fehlerbeschaffung zählen. Im Allgemeinen gilt es alle Maßnahmen zu treffen, um die Fehlbildung zu verringern.

In dieser Arbeit wurde auf die Reduzierung bzw. Vermeidung von Messfehlern besonders geachtet. Um die durch die Messbedingungen entstehenden Messfehler zu vermeiden, wurde auf den physikalischen Zustand der Umgebung wie beispielsweise Umgebungstemperatur geachtet. Die Messwerte wurden mehrmals ermittelt. Nachdem der Grund für ausgefallene Werte festgestellt wurde, wurden diese aussortiert. Aus den übrigen Messwerten wurden Mittelwert und Standardabweichungen ermittelt. Messfehler und Messtoleranzen aller benutzten Messgeräte wurden analysiert und bei der Ermittlung der Größen aus den gemessenen Werten berücksichtigt.

### **6.3. Versuchsplanung und Auswertungsmethoden**

Da die Anwendbarkeit und die Genauigkeit der Messergebnisse erheblich von der Durchführung der Experimente und der Verarbeitung experimentell gewonnener Daten abhängt, wurde auf das Messverfahren und den Umfang der experimentellen Versuche großer Wert gelegt. Bei den Versuchsvorbereitungen wurden Voraussetzungen und Bedingungen für das Durchführen der Experimente realisiert, die bei angemessenem Arbeitsaufwand verlässliche und glaubwürdige Informationen versprechen. Die durch die Messungen gewonnenen Informationen werden in einer geeigneten kompakten Form mit einer quantitativen Genauigkeit dargestellt. In dieser Arbeit wird eine sogenannte vollfaktorielle Versuchsplanung zu Grunde gelegt. Für jede Messreihe wird die Zahl der zu untersuchenden Faktoren festgelegt (z. B. Strom, Spannung, Frequenz, Tastverhältnis). Da es sich meistens um nichtlineare Abhängigkeiten handelt, wird jeder Faktor bei mindestens drei bis fünf Einstellungen

gemessen. Nach der Bearbeitung zahlreicher Messergebnisse werden Abhängigkeiten von Faktoren mathematisch ermittelt.

### **6.3.1. Passive Versuchsplanung**

Es gibt zwei grundsätzliche Herangehensweisen beim Planen von experimentellen Versuchen. Ein so genanntes passives Experiment betrachtet jeden Vorgang als Einzelexperiment, und nach der Bearbeitung dieses Experimenten-Komplexes mithilfe der Gaußschen Methode der kleinsten Quadrate werden Abhängigkeiten abgeleitet, die die zu untersuchenden Zusammenhänge beschreiben. Vorteile dieser Methode liegen in einem geringeren technischen und zeitlichen Aufwand. Wesentliche Nachteile ergeben sich daraus, dass der Einfluss der Versuchsplanung auf statistische Eigenschaften der Ergebnisse nicht berücksichtigt wird. Bei nur einer veränderbaren Einflussgröße kann diese Methode jedoch verwendet werden. In der vorliegenden Untersuchung wurde die passive Versuchsplanung zur Aufklärung der Frequenzabhängigkeit der Verlustleistungen bei sonst konstanten Einflussgrößen (Eingangsspannung und Ausgangsstrom) verwendet. Die Frequenzänderung lag zwischen 100 kHz und 500 kHz. Nach der Bearbeitung der beiden Messereihen wurden die Verluste der untersuchten Halbleiter in 6.6 und 6.7 dargestellt.

### **6.3.2. Aktive Versuchsplanung**

Eine Untersuchung mit mehreren veränderbaren Parametern muss nach bestimmten Regeln der mathematischen Statistik vorgenommen werden, da eine objektive Beurteilung der Messergebnisse und deren Auswertung ohne statistische Prüfverfahren nicht möglich ist. Solche Versuchsplanung heißt eine aktive Planung und wird in Bezug auf die beschriebene Anwendung in diesem Kapitel erörtert.

Um ein gut approximiertes mathematisches Modell zu entwickeln, soll die aktive Versuchsplanung konsequent zum Tragen kommen. Im Laufe des Messverfahrens und der darauffolgenden Datenbearbeitung, sowie während der Formalisierung der Ergebnisse in Form eines mathematischen Modells, entstehen Fehler und Abweichungen und ein Teil des Ausgangsmaterials kommt abhanden. Die Methode der aktiven Versuchsplanung ermöglicht die Abweichung des mathematischen Modells zu bestimmen und seine Adäquanz zu beurteilen. Eine aktive Versuchsplanung verfolgt zwei Ziele:

- Für die Experimentenreihen müssen spezifische, auf die Anwendung bezogene, Bedingungen und Regeln ausgearbeitet werden, die für eine glaubwürdige und zuverlässige Information über das Untersuchungsobjekt mit minimalem bzw. zumutbarem Arbeitsaufwand sorgen.
- Die gewonnene Information muss in einer kompakten und geeigneten Form mit einer quantitativen Schätzung der Genauigkeit dargestellt werden.

Um das Ziel der Untersuchung – Ermittlung der Verlustleistungen in den EPC2010 eGaN® FETs – zu erreichen, müssen zunächst die Einflussgrößen (das Zielergebnis

beeinflussende Parameter) erfasst werden. Vorher wurde eine Analyse der Rangstufe der Faktoren durchgeführt, sowie eine möglicherweise bestehende Wechselwirkung ergründet. Die Einflussgrößen werden weiterhin in Steuergrößen, deren Werte eingestellt und gehalten werden, und in Störgrößen, deren Werte nicht vorgegeben werden können, eingeteilt. Weiterhin werden zu untersuchende Zielgrößen (Messgrößen bzw. daraus ermittelte Größen) hinzugefügt. In dieser Arbeit liegt der Fokus ausschließlich auf der Verlustleistung in den GaN-Transistoren als Zielgröße, da diese eine entscheidende Bedeutung für die Energieeffizienz der Gesamtschaltung hat. Eine wichtige Rolle spielt dabei die Genauigkeit und die Reproduzierbarkeit der ermittelten Zielwerte. Nach einer detaillierten Analyse aller Größen wurde eine Einflussgrößen-Zielgrößen-Matrix in *Tabelle 6. 1* erstellt.

Einflussgröße			Zielgröße
Parametername	Art	Werte	Verlustleistung
Eingangsspannung	Steuergröße	75 V, 100 V	starker Einfluss, nicht-lineare Abhängigkeit
Ausgangsstrom	Steuergröße	0,5 A, 1 A, 1,5 A, 2 A, 2,5 A, 3 A, 3,5 A, 4 A, 5 A	starker Einfluss, nicht-lineare Abhängigkeit
Schaltfrequenz	Steuergröße	100 kHz bis 500 kHz	starker Einfluss, lineare Abhängigkeit
Streuinduktivitäten	Störgröße	einige wenige nH	je höher die Frequenz, desto höher der Einfluss
parasitäre Kapazitäten	Störgröße	einige Hunderte pF	je höher die Frequenz, desto höher der Einfluss
Treiber-Ansteuerung	Steuergröße	$R_{on} = 1 \Omega$ , $R_{off} = 0 \Omega$	starker Einfluss, lineare Abhängigkeit
Tastverhältnis	Steuergröße	0,5	schwacher Einfluss, unbekannt Abhängigkeit

**Tabelle 6. 1:** Einflussgrößen-Zielgrößen-Matrix für Erstellung eines aktiven Versuchsplans

Eine Einflussgrößen-Zielgrößen-Matrix ist zwar subjektiv, sie wurde jedoch aufgrund von allgemeinen Fachkenntnissen und gesammelten Erfahrungen in dem eng definierten Sachgebiet unter Berücksichtigung der Zielstellung der vorliegenden Arbeit erstellt. Bei der Auswahl der Einflussgrößen wurden die Treiber-Ansteuerung und das Tastverhältnis nicht als Faktoren bestimmt. Nachdem die vorläufigen Untersuchungen gezeigt haben, dass sich das Tastverhältnis auf die Verluste bei den magnetischen Bauteilen stark auswirkt, wurde sein Wert auf 0,5 gehalten, um den Einfluss auf die ermittelte Verlustleistung in den Halbleitern auszuschließen bzw. die gesamte Verlustleistung der Schaltung so gering wie möglich zu halten. Bei der Treiber-Ansteuerung wurden die externen Gate-Widerstände klein gewählt, um die Schaltgeschwindigkeit zu maximieren und die Verlustleistung bei maximalen Schaltflanken zu ermitteln. Es wurde versucht, den Einfluss der aufgelisteten Störgrößen durch den

Aufbau zu minimieren. Die parasitären Induktivitäten und Kapazitäten sind jedoch frequenzabhängig, daher ist es nicht möglich, deren Einfluss absolut auszuschließen oder mit Messwerten zu erfassen. Das mathematische Modell der untersuchten Zielgröße in Abhängigkeit von den Einflussgrößen in der Polynomform kann so dargestellt werden:

$$y = \beta_0 + \sum_i^n \beta_i \cdot x_i + \sum_{i \neq j}^n \beta_i \cdot \beta_j \cdot x_i \cdot x_j + \sum_{i=j}^n \beta_i \cdot \beta_j \cdot x_i \cdot x_j \quad (6.1)$$

Unter  $y$  ist eine Zielgröße bedacht (Verlustleistung in der vorliegenden Untersuchung); Variablen  $x_i$  und  $x_j$  stellen Einflussgrößen dar (hier Eingangsspannung, Ausgangsstrom und Schaltfrequenz),  $\beta_i$  und  $\beta_j$  sind Polynom-Koeffizienten, die voneinander unabhängig sind und sich gegenseitig nicht beeinflussen.

In der mathematischen Statistik wird empfohlen, soweit es möglich ist, orthogonale Versuchspläne zu entwickeln. Solche Pläne sind zentral, denn alle Punkte sind symmetrisch in Hinsicht auf den Mittel- bzw. Nullpunkt. Die zentralen zusammengesetzten, orthogonalen Pläne bestehen aus einem faktoriellen Plan, wie beispielsweise für drei Faktoren in *Tabelle 6. 2* dargestellt, aus dem zentralen Nullpunkt und zwei zusätzlichen (für jeden Faktor) „Sternpunkten“  $\pm\alpha$ .

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot (\sqrt{n \cdot n_0} - n_0)} \quad (6.2)$$

$n_0$  entspricht der Anzahl der Einzelversuche im Würfel ( $2^n$ ) und  $n$  ist die Anzahl der gesamten Einzelversuche. Aufgrund der oben aufgeführten Überlegungen wird nachfolgend im Rahmen der vorliegenden Arbeit ein zentraler zusammengesetzter, orthogonaler Versuchsplan zweiter Ordnung mit drei Faktoren erörtert. Die maximalen und minimalen Werte für die jeweiligen Faktoren werden der *Tabelle 6. 2* entnommen.

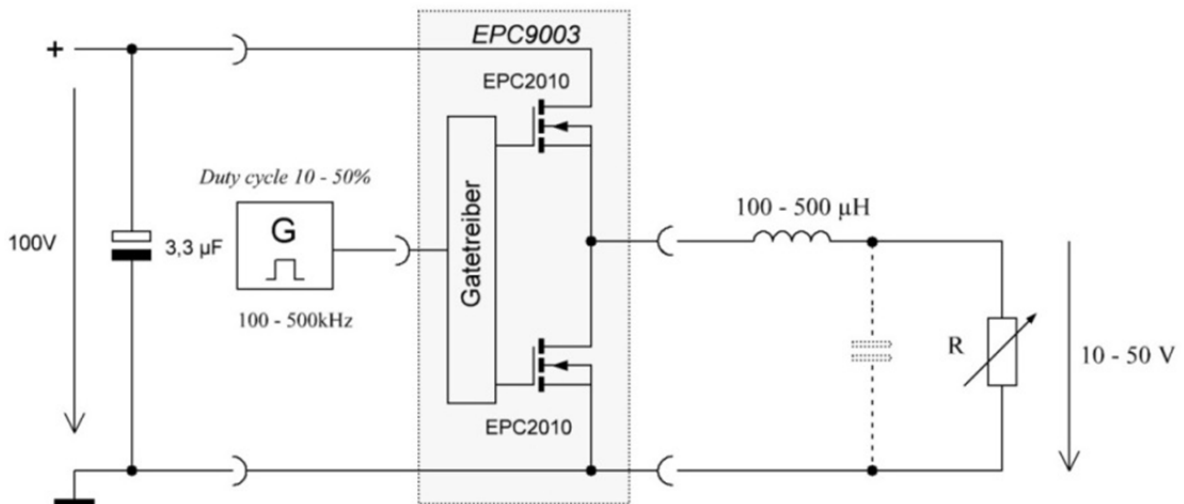
	<i>Eingangsspannung</i>	<i>Ausgangsstrom</i>	<i>Schaltfrequenz</i>
<i>Zentralwert</i>	75 V	3 A	300 kHz
<i>Variierungsintervall</i>	25 V	1 A	100 kHz
<i>Max. Wert</i>	100 V	5 A	500 kHz
<i>Min Wert</i>	50 V	1 A	100 kHz

**Tabelle 6. 2:** Einflussgrößen für die faktorielle Versuchsplanung

Bei der Durchführung der Messuntersuchungen mussten technisch bedingte Abweichungen vom idealen orthogonalen Versuchsplan vorgenommen werden. Diese beziehen sich auf bestimmte vorhandene Werte der Bauteile, Eigenschaften der Bauelemente und deren Abhängigkeit von der Temperatur.

#### 6.4. Testmethoden und -aufbauten

Zur Untersuchung der Effizienz und des Schaltverhaltens der EPC2010 eGaN® FETs wurde ein Teststand konzipiert und aufgebaut (Abb. 6. 1). Als Hauptkomponente wird eine EPC9003-Platine mit zwei 200 V EPC2010 eGaN® FETs eingesetzt, die in einer Halbbrücke geschaltet sind [189]. Die Platine beinhaltet eine Treiber-Schaltung und Keramik-Hochfrequenz-Kondensatoren, die hier dem Zwischenkreis zugeordnet werden. Jeder einzelne dieser Zwischenkreiskondensatoren besitzt eine Kapazität von 330 nF. Der Testaufbau verfügt zusätzlich über eine Zwischenkreiskapazität mit einem Folienkondensator mit einem Wert von 3,3 µF. Als Speicherdrosseln wurden sowohl Drosseln mit Kernen aus verschiedenen magnetischen Materialien wie auch diverse Luftspulen verwendet (s. Kapitel 5), mit Induktivitätswerten zwischen 100 µH und 500 µH. Als ohmsche Widerstände wurden abwechselnd Lastwiderstände verschiedener Werte benutzt, die die notwendigen Ströme bei gleichem Tastgrad sicherten.



**Abb. 6. 1:** Getestete Synchron-Tiefsetzsteller-Schaltung

Bei den Leistungsmessungen wurde ein mehrkanaliges Leistungsmessgerät ZES ZIMMER LMG 500 verwendet. Die Ergebnisse wurden mit den von Multimetern gewonnen Messwerten validiert. Spannungs- und Stromverläufe wurden mit einem digitalen Oszilloskop Tektronix DPO 7054 C (500 MHz, 20 GS/s) aufgenommen. Zu den Spannungsmessungen sind Tektronix Tastköpfe P6139P (500 MHz) und zum Messen des Last- bzw. Spulenstroms ist eine Tektronix Stromzange TCP0030 (120 MHz) verwendet worden. Als Funktionsgenerator diente ein Gerät von Philips, PM 5133 mit einem Frequenzspektrum bis zu 10 MHz.

Die Untersuchung der Verlustleistungen in den eGaN® FETs erfolgte mithilfe zweier experimenteller Methoden. Mit der kalorimetrischen Methode wurden die Verlustleistungen in den Speicherdrosseln mit magnetischem Kern ermittelt. Auch die Effizienz der gesamten Schaltung beim Einsatz von Speicherdrosseln aus unterschiedlichen Kernmaterialien wurde untersucht. Bei der zweiten Methode wurden statt Speicher-

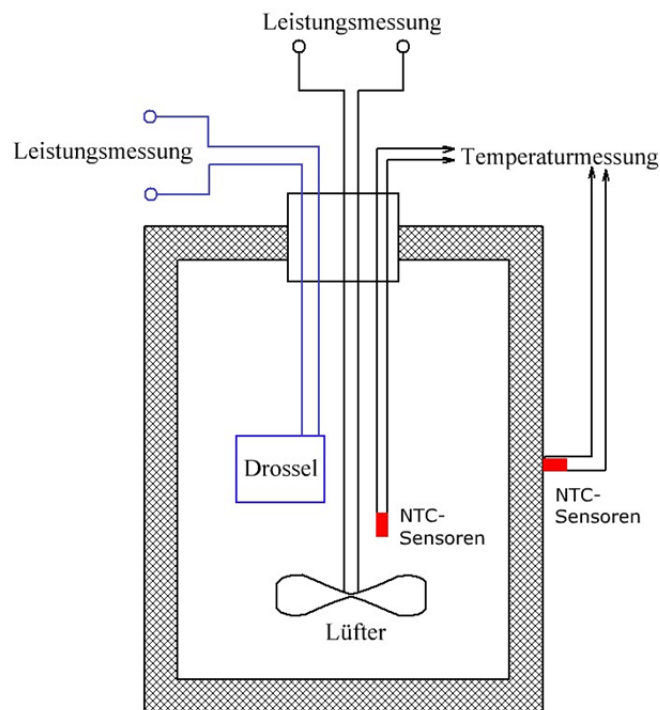


drosseln mit Kern verschiedene Luftspulen verwendet. Bei dieser Methode, die ausschließlich messtechnischen Zwecken diene, wurden Halbleiter-Verlustleistungen bei unterschiedlichen Strömen und Frequenzen ermittelt und analysiert.

In den beiden Methoden wurde die Verlustleistung der gesamten Schaltung gemessen und dann die Verluste in den anderen (nicht Halbleitern) Komponenten analysiert und daraus die Halbleiter-Verlustleistung ermittelt. Bei der kalorimetrischen Methode wurden zusätzlich die Verluste in den Speicherdrosseln untersucht.

#### 6.4.1. Kalorimetrische Methode

Für die Messung der Verluste in den Speicherdrosseln wurde die kalorimetrische Trägheitsmethode gewählt. Dafür ist ein Kalorimeter angefertigt worden und mit insgesamt acht Sensoren an Innen- und Außenwänden versehen (Abb. 6. 2).



**Abb. 6. 2:** Schematische Darstellung des Kalorimeters für die Verlustleistungsmessungen in einer Speicherdrossel

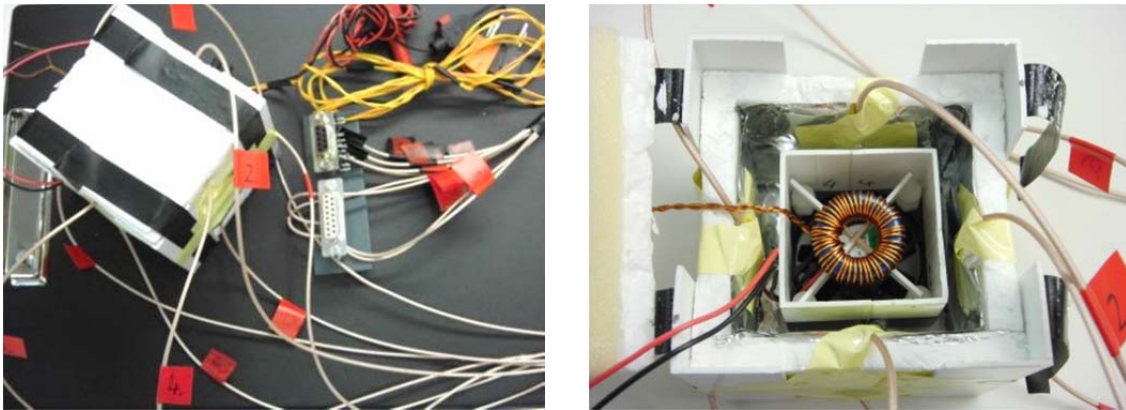
Bei dieser Methode wird zur Ermittlung der Verluste der thermische Widerstand der kalorimetrischen Box herangezogen [190]:

$$P_{\text{loss Drossel}} = \frac{\Delta T}{R_{th}} + \left( \sum_i m_i \cdot c_{p,i} \right) \frac{dT}{dt} \quad (6.3)$$

Aus der Betrachtung dieser Gleichung ist zu entnehmen, dass die Verluste in der Speicherdrossel proportional zur zeitlichen Ableitung der Temperatur ( $dT/dt$ ) sind. Um die Messfehler zu reduzieren und damit den Einfluss des zweiten Summanden zu minimieren, muss die Temperaturableitung quasi null sein. Dies ist möglich, wenn eine Messung lange genug dauert. In einem Zeitraum von ca. 2 bis 3 Stunden läge

dann der Messfehler bei einem bis zwei Milliwatt und kann vernachlässigt werden.

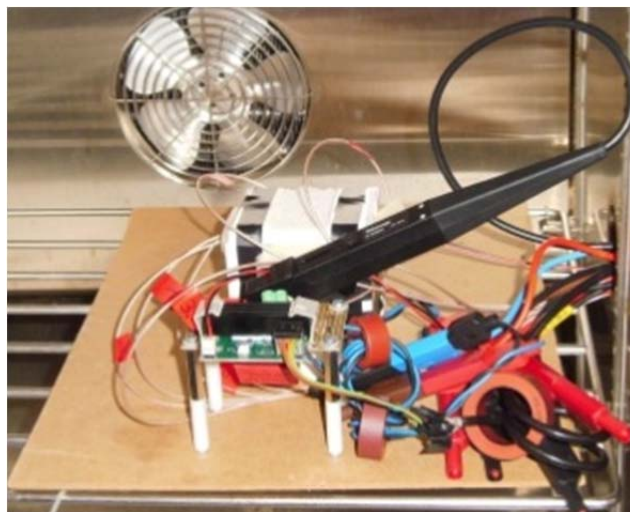
Die Temperatur-Differenz wurde mithilfe von jeweils vier Präzisions-Temperatursensoren im und am Kalorimeter ermittelt (Abb. 6. 3). Die Daten wurden mit dem Datenrekorder Agilent 34980A aufgenommen und ausgewertet. Der thermische Widerstand  $R_{th}$  wurde durch Referenzmessungen mit verschiedenen Leistungswiderständen errechnet, die in etwa der Verlustleistung in den Drosseln entsprechen.



**Abb. 6. 3:** Kalorimeter für die Verlustmessungen in den Speicherdrosseln mit Sensoren und entsprechenden Anschlüssen (links), mit Lüfter und einem Testobjekt (rechts)

Die dafür eingesetzten NTC-Temperatursensoren gehören zu den Präzisions-NTCs und sind durch sehr kleine Abmessungen, eine geringe thermische Masse und eine wesentlich größere Empfindlichkeit vorteilhaft gekennzeichnet. Weiterhin besitzen sie eine hohe Impedanz und benötigen daher nur einen minimalen Messstrom.

Als Speicherdrosseln wurden Induktivitäten mit verschiedenen Werten für diverse Schaltfrequenzen (s. Kapitel 5) aus unterschiedlichen magnetischen Kernen sowie Bedrahtungen (Volldraht, HF-Litze) verwendet. Das Kalorimeter samt der Schaltung wurde in einem Klimaschrank platziert (Abb. 6. 4). Die Temperatur wurde dabei bei 25°C gehalten.



**Abb. 6. 4:** Teststand zur Untersuchung der Verlustleistungen mit kalorimetrischer Methode

Die kalorimetrischen Messungen wurden mit vierzehn<sup>2</sup> Drosseln aus drei magnetischen Kernmaterialien mit jeweils fünf Induktivitätswerten<sup>3</sup> bei unterschiedlichen Frequenzen und Ausgangsleistungen durchgeführt (Tabelle 6. 3).

Kernmaterial	Außendurchmesser	Gewicht	Induktivität (Sollwert)	Induktivität (Istwert)	Frequenz
3C20	26 mm	24,0 g	250 µH	247 µH	200 kHz
3C20	26 mm	23,5 g	167 µH	169 µH	300 kHz
3C20	20 mm	11,0 g	125 µH	129 µH	400 kHz
3C20	20 mm	10,5 g	100 µH	102 µH	500 kHz
AmoFlux	34 mm	51,5 g	500 µH	504 µH	100 kHz
AmoFlux	34 mm	42,5 g	250 µH	252 µH	200 kHz
AmoFlux	28 mm	33,5 g	167 µH	159 µH	300 kHz
AmoFlux	23 mm	19,0 g	125 µH	127 µH	400 kHz
AmoFlux	23 mm	17,0 g	100 µH	100 µH	500 kHz
3W7538	30 mm	40,0 g	500 µH	499 µH	100 kHz
3W7538	30 mm	37,0 g	250 µH	271 µH	200 kHz
3W7538	19 mm	15,5 g	167 µH	157 µH	300 kHz
3W7538	19 mm	12,0 g	125 µH	120 µH	400 kHz
3W7538	19 mm	10,5 g	100 µH	97 µH	500 kHz

**Tabelle 6. 3:** Kenngrößen der untersuchten Speicherdrosseln (Induktivitätswert bei 2 A)

Der Ausgangsstrom bzw. die Ausgangsleistung wurde durch die Lastwiderstände geändert. Das Verhältnis Ausgang-/Eingangsspannung blieb konstant bei 0,5. Nach Auswertung der Datensätze des Datenrekorders wurden die Verluste in den Speicherdrosseln kalkuliert. Alle Speicherdrosseln wurden auf einen Ripple-Strom vom 0,5 A ausgelegt und auf diesem Wert konstant gehalten.

#### 6.4.2. Methode mit Luftspulen

Für eine indirekte Ermittlung der Verlustleistungen in den GaN-Transistoren wurden niederkapazitive Luftdrosseln eingesetzt. Der Vorteil dieser Bauelemente gegenüber den Speicherdrosseln mit einem magnetischen Kern liegt darin, dass die Luftspulen aufgrund eines nichtvorhandenen Magnetkerns äußerst geringe Nichtlinearitäten besitzen. So kann die Spannung vom Strom entkoppelt und jeder Faktor einzeln betrachtet werden. Die Verlustleistungen lassen sich einfacher ermitteln.

Die Verlustleistungen in den Drosseln entstehen ausschließlich durch Wickelverluste:

<sup>2</sup> Ein Induktivitätswert von 500 µH war mit dem Kern 3C20 in der Größe nicht zu erreichen.

<sup>3</sup> Damit ist der Wert bei jeweiliger Frequenz und bei 2 A Strom gemeint.

$$P_{\text{loss Luftspule}} = R_{DC} \cdot I_{DC}^2 + \sum_{n=1}^{\infty} R_{AC} \cdot i_n^2 \quad (6.4)$$

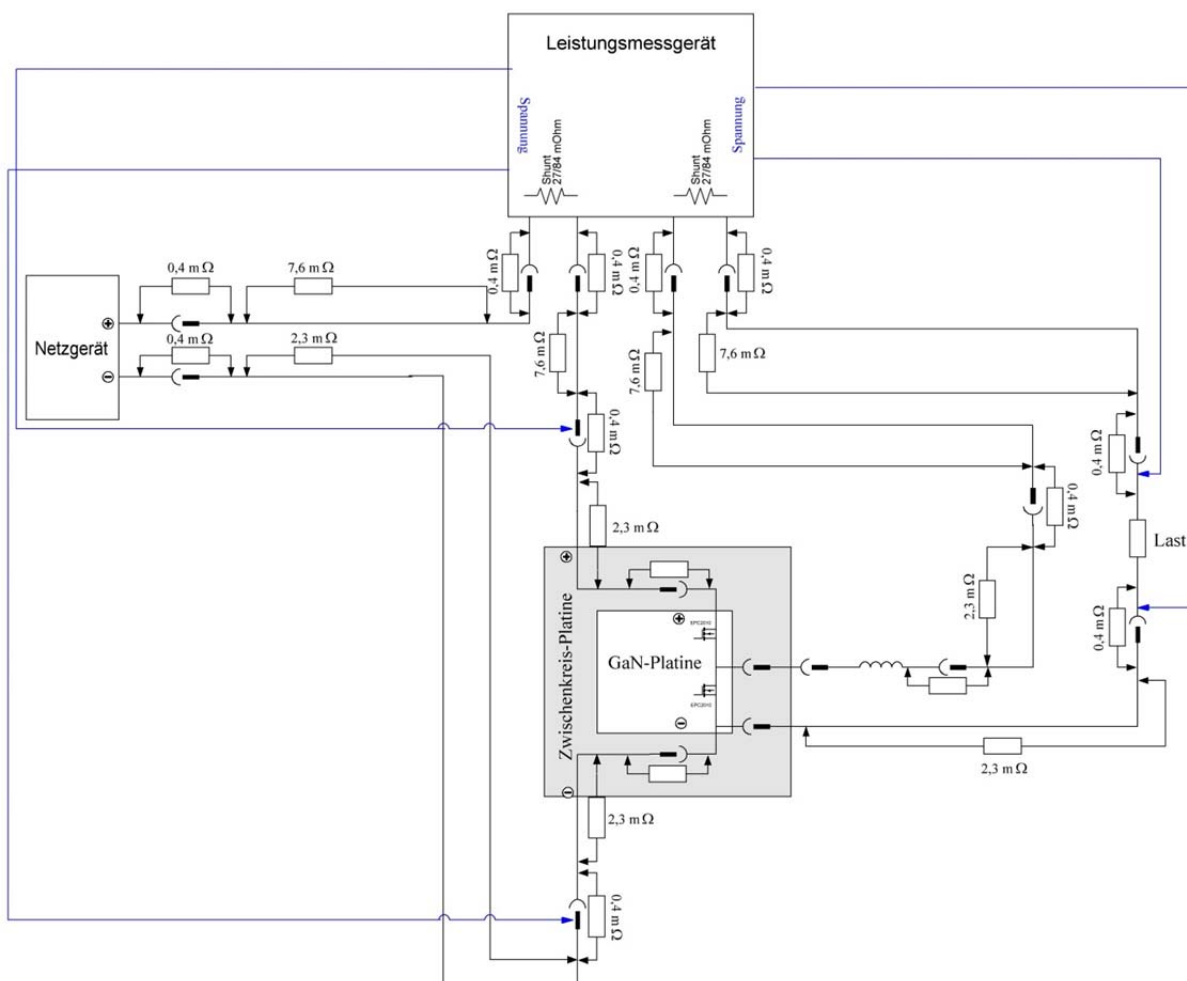
Die beiden Summanden in der Formel (6.11) stellen die Gleichstrom- und Wechselstromverluste dar. Durch Ermittlung des Gleichstrom- bzw. Wechselstromwiderstands (s. 5.2.1) lassen sich die Verlustleistungen in den Luftspulen berechnen.

### 6.5. Verlustbetrachtungen in den Leitungen

Alle in der Testschaltung aufgeführten Elemente weisen geringere oder größere Verlustleistungen auf.

#### 6.5.1. Verluste durch Leitungs- und Kontaktwiderstände

Verluste, die durch die Leitungen und Kontaktwiderstände entstehen, wurden analysiert. Im Gesamtdiagramm der Strom- und Spannungsmessungen im Leistungskreis (Abb. 6.5) sind alle Kontakt- und Leitungswiderstände aufgezeichnet.



**Abb. 6.5:** Kontakt- und Leitungswiderstände im Leistungskreis

Bei der Wahl des Spannungsabgriffs für das Leistungsmessgerät wurde darauf geach-

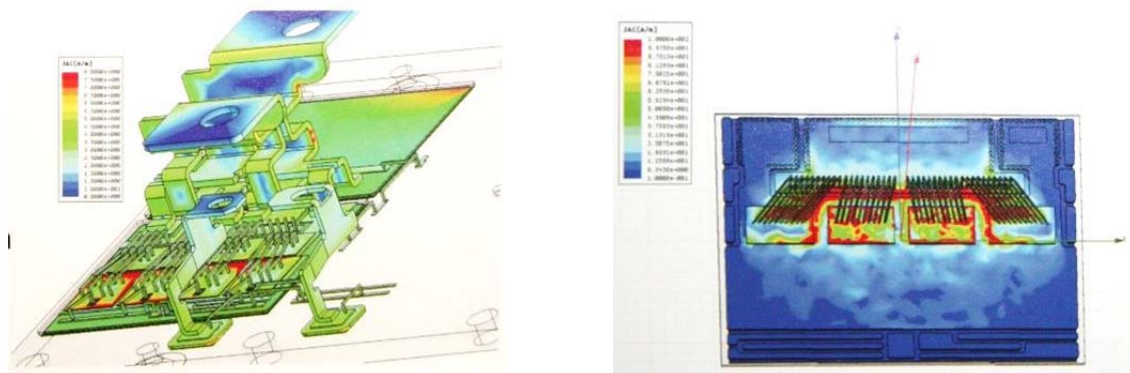
tet, dass keinerlei zusätzliche stromführende Komponente oder Zuleitungen mit in die Messung einbezogen wurden. Die Leitungs- und Kontaktwiderstände wurden ermittelt, ihre Werte liegen im Messtoleranzbereich der gesamten Verlustleistung.

Die Leitungsverluste auf der Zwischenkreisplatine mit Leiterbahnen von unter 1 cm sind so gering im Vergleich zu den Verlusten in den aktiven und passiven Bauteilen, dass sie ohne weiteres für die relevanten Verlustbetrachtungen vernachlässigt werden können.

### 6.5.2. Verluste in der Leiterplatte

Das Design der Leiterplatten spielt in Hinsicht auf die Performance der Schaltung eine wichtige und insbesondere bei schnellen eGaN-FETs eine entscheidende Rolle [191]. Nicht nur die Streuinduktivitäten sondern auch die Leitungsführungen tragen zu bestmöglichem Schaltverhalten bei. Die Leiterbahnen auf Leiterplatten dürfen außerdem keinen großen Widerstand haben, damit weniger Energie in Wärme umgewandelt wird und verloren geht. Der Leiterplatten-Widerstand bei Gleichstromanwendungen wie hier berechnet sich aus der Leitungslänge, geteilt durch das Produkt aus elektrischer Leitfähigkeit und Leitungsquerschnitt. Auch die Abhängigkeit des Gleichstromwiderstands auf der Leiterplatte von der Temperatur ist zu berücksichtigen. Die Umgebungstemperatur und die Eigenerwärmung der stromdurchflossenen Leiterbahnen sind hierbei von großer Bedeutung. Auch nichtlineare Effekte und eine Wärmespreizung auf der Leiterplatte, verursacht durch andere Ströme, sind zu beachten. Aussparungen wie Bohrungen, Trenngräben und Durchkontaktierungen müssen ebenfalls einkalkuliert werden. Die für die Untersuchungen verwendete Leiterplatte wurde nach den oben erwähnten Regeln erstellt.

Die Berechnung des Widerstands auf der Leiterplatte erweist sich als sehr kompliziert, da die Strompfade keine einfachen geometrischen Strukturen aufweisen, und ein einzelner Teilwiderstand für jede kleinste Änderung der Geometrie berechnet werden muss. Die genauen Verhältnisse der Stromdichteverteilung auf der Leiterplatte können mit 3D-Solvern exakt analysiert werden, dies übersteigt jedoch den Rahmen und den Themenbereich dieser Arbeit. In *Abb. 6. 6* ist beispielsweise die Modellierung der Stromverteilung in komplexen Chip- und Leitungskonfigurationen dargestellt.

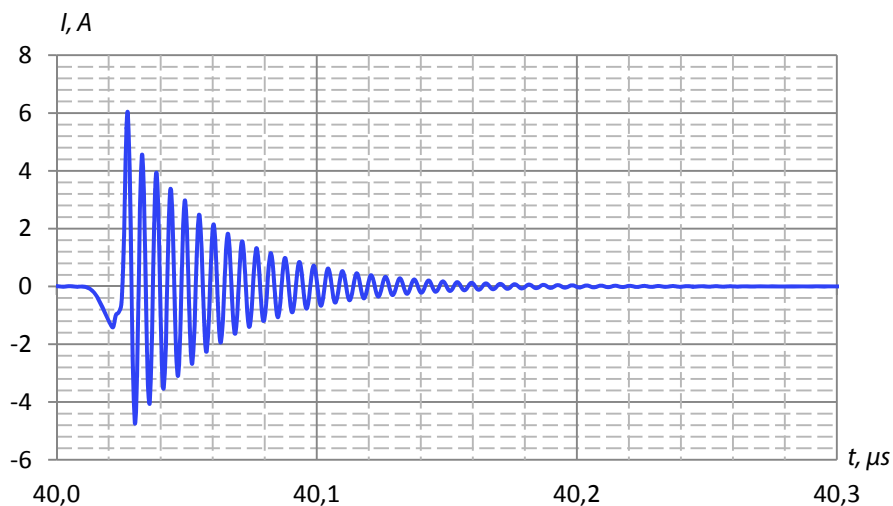


**Abb. 6. 6:** Modellierte Stromverteilung [M. Heeb, KDEE].

Eine Verlustabschätzung in den Leiterplatten ist möglich, wenn man Werte für die minimale Breite für die Kupferverbindung bei entsprechender Dicke der Kupferlagen einer Leiterplatte annimmt. Aus einer empirischen Analyse der Leiterplatten-Widerstände lässt sich die Annahme treffen, dass die Verluste der Leitungen und der Platine im Vergleich zu den anderen Verlusten sehr gering und daher vernachlässigbar sind.

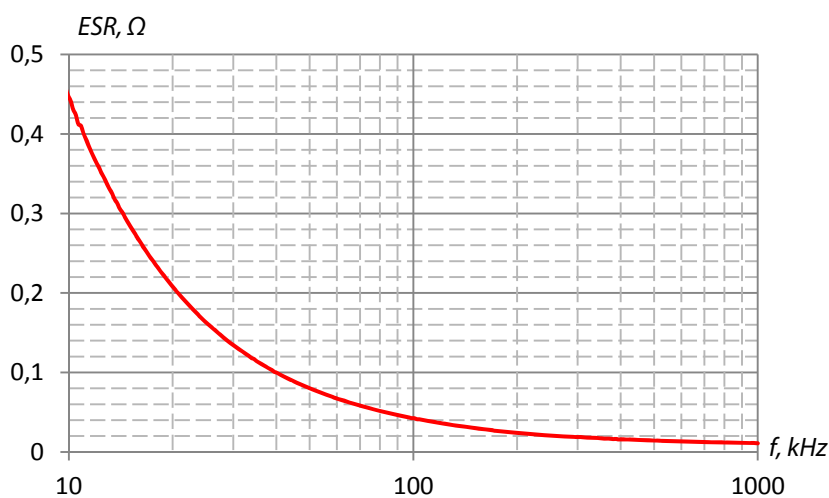
### 6.5.3. Verlustbetrachtungen in den Kondensatoren

Eine weitere Verlustleistungskomponente, die durch die Schalthandlung der Transistoren bedingt ist, entsteht in den Zwischenkreiskondensatoren. Die durch die Schaltvorgänge in den HF-Kondensatoren entstandenen Verluste wurden durch den gemessenen Ersatzserienwiderstand und die simulierten Ströme ermittelt. Die durch die Kondensatoren fließenden Ströme sind mit LTSpice simuliert worden (Abb. 6. 7).



**Abb. 6. 7:** In HF-Kondensatoren simulierter Strom beim Einschalten des oberen Transistors

Die Ersatzserienwiderstände der HF-Kondensatoren wurden mithilfe eines Impedanz-Analysators Bode 100 in Abhängigkeit von der Frequenz aufgenommen (Abb. 6. 8).



**Abb. 6. 8:** Frequenzabhängigkeit des Ersatzserienwiderstands von HF-Kondensatoren (330 nF)

Daraus ergaben sich Verlustleistungen, die im Vergleich zu den gesamten experimentell ermittelten frequenzabhängigen Verlusten so gering sind (wenige Milliwatt), dass man sie ohne weiteres vernachlässigen kann.

## **6.6. Ergebnisse aus den Messungen nach der kalorimetrischen Methode**

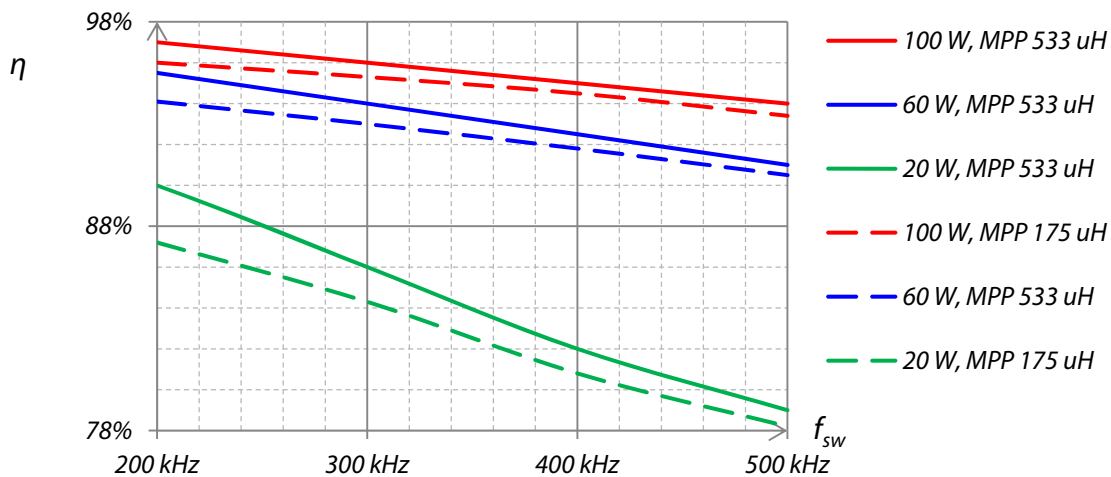
Mit der kalorimetrischen Methode lässt sich die Verlustleistung in den Speicherdrosseln ermitteln. Bei dieser Methode wurden verschiedene Kernmaterialien für die Speicherdrosseln ausgesucht, die dem Anspruch nach hoher Effizienz Rechnung tragen. Zunächst werden die Gesamtverluste analysiert und die Effizienz der Schaltung in Abhängigkeit von den magnetischen Kernmaterialien ermittelt. Danach werden die Verluste in diversen Drosseln untersucht und dargestellt. Zum Schluss werden die Halbleiterverluste ermittelt.

### **6.6.1. Untersuchung der Effizienz einer Synchron-Tiefsetzsteller-Schaltung mit eGaN® FETs bei Speicherdrosseln aus diversen Kernmaterialien**

Effizienz-Untersuchungen eines Synchron-Tiefsetzstellers mit eGaN® FETs wurden an dem oben beschriebenen Messstand durchgeführt. Wie im Kapitel 5 geschildert, eignen sich erwiesenermaßen die Speicherdrossel mit Ringkernen aus magnetischen Materialien MPP, AmoFlux, KoolMy und 3C20 gut für die beschriebene Anwendung. Demzufolge wurde die Effizienz der Schaltung mit den Speicherdrosseln aus diesen Materialien analysiert.

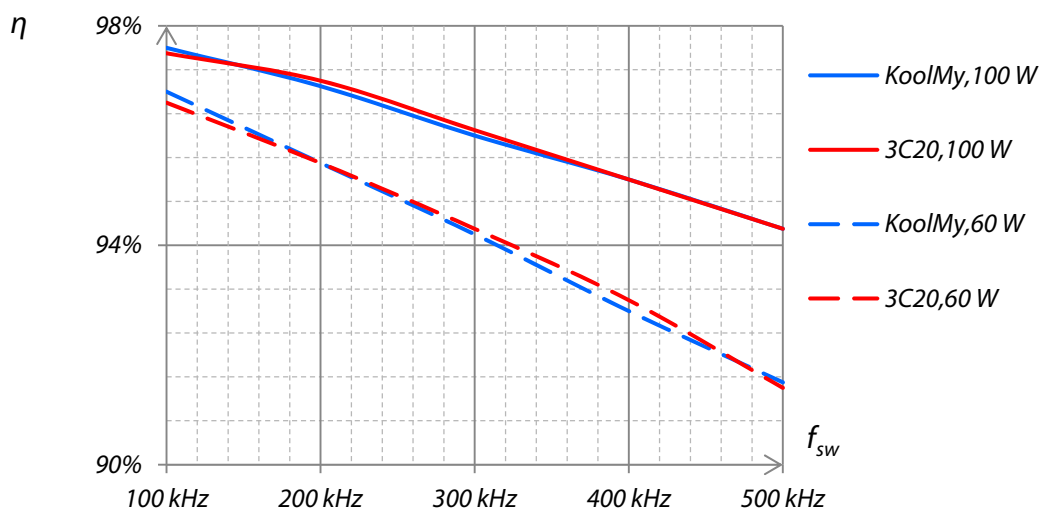
Die Effizienz der Synchron-Tiefsetzsteller-Schaltung mit eGaN® FETs bei hartem Schalten wurde mit verschiedenen magnetischen Bauelementen und bei unterschiedlichen Frequenzen ermittelt. Die Eingangsspannung wurde vorwiegend bei 100 V gehalten. Die *Abb. 6. 9* zeigt eine klare Abhängigkeit des Wirkungsgrades von der Frequenz wie auch der Ausgangsleistung bei Speicherdrosseln aus zwei MPP-Kernen unterschiedlicher Größe.

Die Speicherdrossel mit 533  $\mu\text{H}$  wurde für 100 kHz und die mit 175  $\mu\text{H}$  für 300 kHz für den gleichen Stromripple von 0,5 A eingesetzt. Auch wenn bei anderen Frequenzen größere bzw. kleinere Ripple-Ströme entstehen, die entsprechend höhere oder niedrigere Verluste sowohl in der Drossel wie auch in den Halbleitern verursachen, ist der Zusammenhang zwischen der Effizienz, der Schaltfrequenz und der Ausgangsleistung eindeutig: Der Wirkungsgrad erhöht sich mit steigender Leistung und sinkt mit steigender Frequenz. Dass die Effizienz der Schaltung mit einer Speicherdrossel größerer Induktivität höher ist, erklärt sich aus dem kleineren Ripple-Strom.



**Abb. 6. 9:** Wirkungsgrad als Funktion der Schaltfrequenz bei unterschiedlichen Ausgangsleistungen mit zwei Drosseln (MPP, 175  $\mu$ H, OD 24 mm und MPP, 533  $\mu$ H, OD 36 mm)

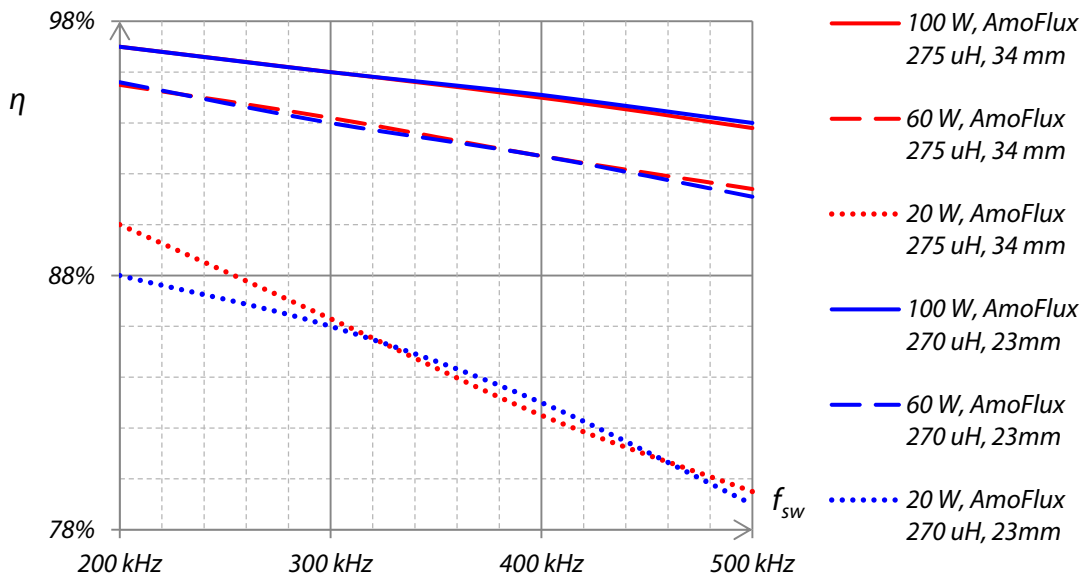
Auch bei anderen magnetischen Kernen ist das Verhalten Wirkungsgrad-Schaltfrequenz-Ausgangsleistung ähnlich (Abb. 6. 10). Der deutlich geringere Wirkungsgrad der Schaltung mit Magnetkernen aus KoolMy und 3C20 bei 100 kHz ist auf den kleineren Induktivitätswert zurückzuführen: Ein höherer Ripple-Strom verursacht höhere Schalt- und Kernverluste. Deutlich höhere Verluste mit MPP-Drossel bei den höchsten Frequenzen erklären sich durch größere Verluste im magnetischen Kern.



**Abb. 6. 10:** Wirkungsgrad bei zwei Ausgangsleistungen und drei Drosseln (MPP, 533  $\mu$ H, OD 36 mm, KoolMy, 300  $\mu$ H, OD 28 mm und 3C20, 297  $\mu$ H, OD 26 mm)

Beim Vergleich der Effizienz der Schaltung mit zwei Speicherdrosseln ähnlichen Induktivitätswerts und aus gleichem magnetischem Material (AmoFlux), jedoch unterschiedlicher Kerngröße, zeigt sich dagegen, vor allem bei den Ausgangsleistungen 60 W und 100 W, kein nennenswerter Unterschied (Abb. 6. 11). Unwesentliche Differenzen gehen aus Messtoleranzen hervor. Die Tatsache, dass die Verluste beim gleichen Material und Induktivitätswert, jedoch unterschiedlicher Kerngröße gleich sind, erklärt sich dadurch, dass zusätzliche Kernverluste in der Drossel mit größerem Durchmesser durch geringere ohmsche Verluste im Kupferdraht ausgeglichen werden.

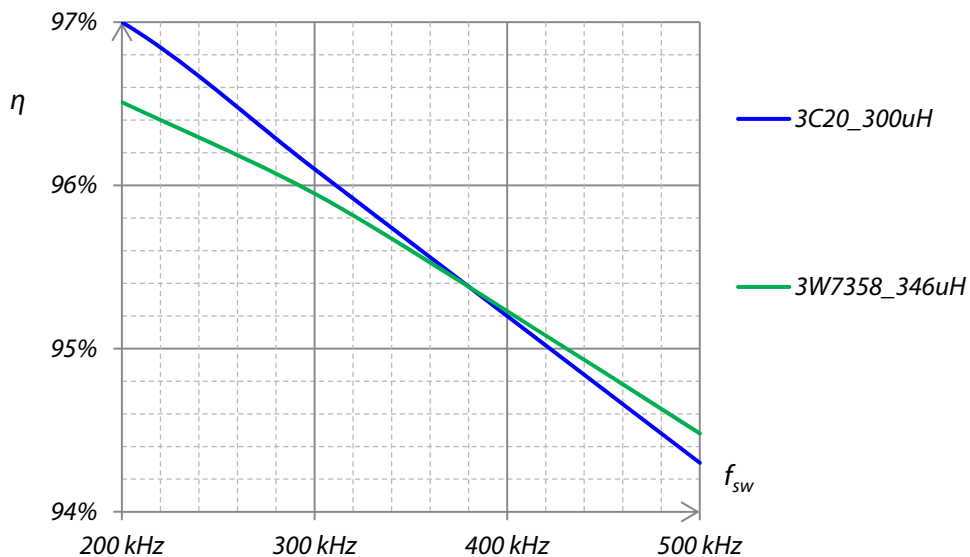




**Abb. 6.11:** Wirkungsgrad als Funktion der Schaltfrequenz bei unterschiedlichen Ausgangsleistungen mit zwei Speicherdrosseln (AmoFlux, 270  $\mu$ H, OD 23 und 275  $\mu$ H, OD 34 mm)

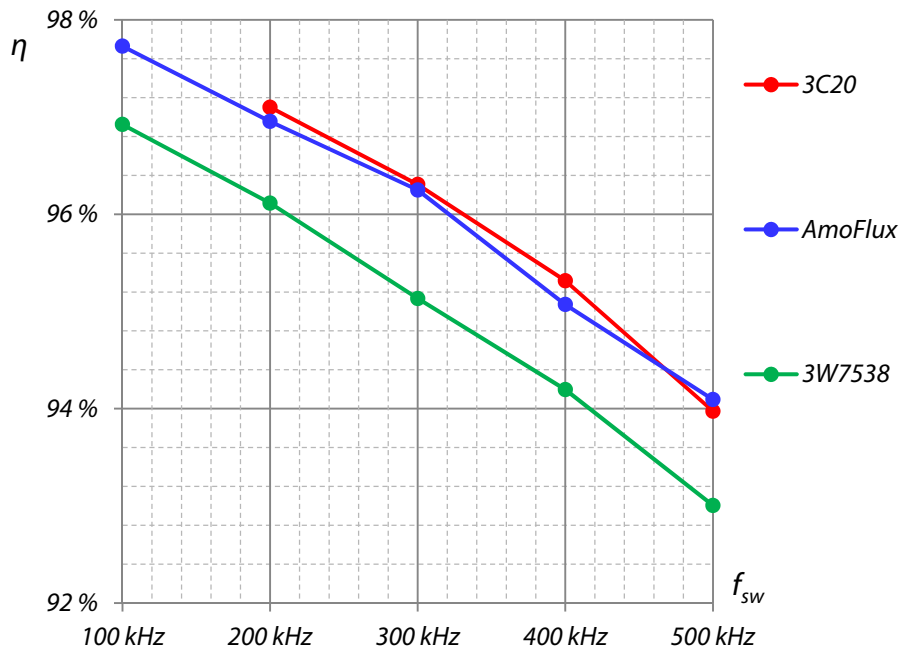
Die durchgeführten Untersuchungen ergaben, dass die Effizienz der Synchron-Tiefsetzsteller-Schaltung mit eGaN® FETs erst ab 100 W Werte erreicht, die für weitere Forschungen bzw. für die Industrie von Relevanz sind. Aus diesem Grunde wird bei den nachfolgenden Untersuchungen der Schwerpunkt auf 100 W Ausgangsleistung gelegt.

Weiterhin wurde der Wirkungsgrad der Gesamtschaltung bei 100 W Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Schaltfrequenz mit Speicherdrosseln verschiedener magnetischer Kerne untersucht und analysiert. Es wurde eine Drossel mit Ringkern aus 3C20 (OD 26 mm) mit Induktivitätswerten von 300  $\mu$ H angefertigt und mit einer fertigen Drossel von Würth Electronics (OD 27 mm) aus dem Basismaterial 3W7528 mit einem Induktivitätswert von 346  $\mu$ H verglichen. Die Ergebnisse der Effizienzmessungen sind in Abb. 6.12 dargestellt.



**Abb. 6.12:** Wirkungsgrad bei 100 W Ausgangsleistung mit unterschiedlichen Speicherdrosseln

Nach der Analyse der oben aufgeführten Messreihen wurde festgestellt, dass sich in dieser Anwendung im untersuchten Frequenzbereich MnZn-Ferrit 3C20 (Ferroxcube) und AmoFlux (Magnetics) als besonders verlustarm erweisen. Die Effizienzuntersuchung der verglichenen Speicherdrosseln entnimmt man der *Abb. 6. 13*.



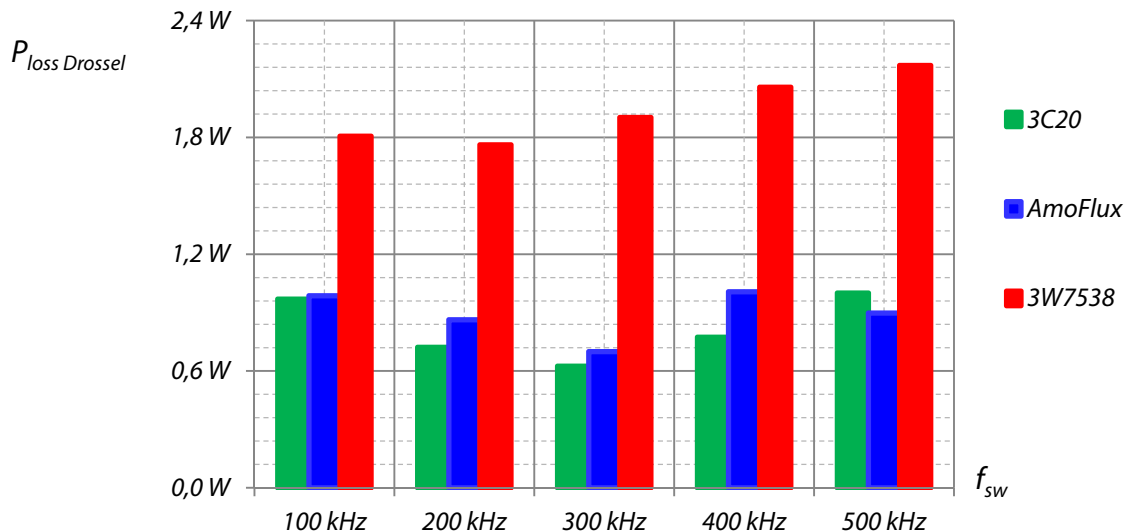
**Abb. 6. 13:** Wirkungsgrad als Funktion der Schaltfrequenz mit Speicherdrosseln aus 3C20, 3W7538 sowie AmoFlux entsprechender Induktivitäten und 100 W Ausgangsleistung

Drosseln mit 3C20- und AmoFlux-Kernen zeigen einen höheren Wirkungsgrad über dem gesamten Frequenzbereich als die Drosseln mit 3W7538 Kernen. Die Wirkungsgrade der Schaltung mit 3C20- und AmoFlux-Drosseln ist innerhalb gegebener Messtoleranzgrenzen vergleichbar, dennoch sind die 3C20-Kerne mit jeweiligen Induktivitätswerten<sup>4</sup> kleiner und leichter als die AmoFlux-Kerne. Hinsichtlich der Effizienz können die beiden magnetischen Materialien in einer solchen Schaltung mit eGaN<sup>®</sup> FETs eingesetzt werden. In Bezug auf die jeweilige Anwendung sind jedoch 3C20-Kerne vorzuziehen, wenn das Volumen und das Gewicht des gesamten Systems von Relevanz sind.

### 6.6.2. Ermittlung der Drosselverluste bei verschiedenen magnetischen Kernmaterialien

Die Messungen wurden bei einem konstanten Tastgrad von 0,5 durchgeführt. Der Ripple-Strom lag bei allen Untersuchungen bei 0,5 A. Die Verlustleistungen in den Speicherdrosseln wurden aus kalorimetrischen Messungen ausgewertet. In Abbildung (*Abb. 6. 14*) sind die resultierenden Werte die für Verlustleistungen in verschiedenen Speicherdrosseln aufgetragen.

<sup>4</sup> Die Induktivitätswerte der Speicherdrosseln bei diesen Messungen sind im Unterkapitel 6.4.1 aufgeführt.



**Abb. 6. 14:** Verlustleistung als Funktion der Schaltfrequenz in Speicherdrosseln aus 3C20, 3W7538 sowie AmoFlux entsprechender Induktivitäten und 100 W Ausgangsleistung

Die wesentlich höheren Verlustleistungen bei 400 kHz und 500 kHz mit den dafür ausgelegten Drosseln sind durch die kleineren Kerngrößen und damit verbundenen größeren Wicklungsverlusten begründet. Daraus zieht man den Schluss, dass die Kernverluste in einer Speicherdrossel solcher Dimension und angegebenen Betriebspunkte weniger schwerwiegend sind als die Wicklungsverluste. Beim Vergleich der Verluste in den Drosseln aus diversen Kernmaterialien bei den jeweiligen Frequenzen zeigt sich zunächst die generelle Abhängigkeit der Ummagnetisierungsverluste von den unterschiedlichen magnetischen Materialien. In dem Anwendungsbereich, mit dem sich diese Untersuchung beschäftigt, und in dem geprüften Frequenzbereich wird deutlich, dass sich sowohl 3C20 wie auch AmoFlux als gut geeignete Materialien darstellen. Die Verlustleistung der Drossel ist von der Temperatur abhängig. Dieser Zusammenhang wurde nicht untersucht, gelegentlich wurde mit einer Thermokamera die Temperatur verschiedener Drosseln bei unterschiedlichen Frequenzen gemessen. Die höchste Temperatur der Drossel im Dauerbetrieb lag bei ca. 60°C (2 A, 500 kHz).

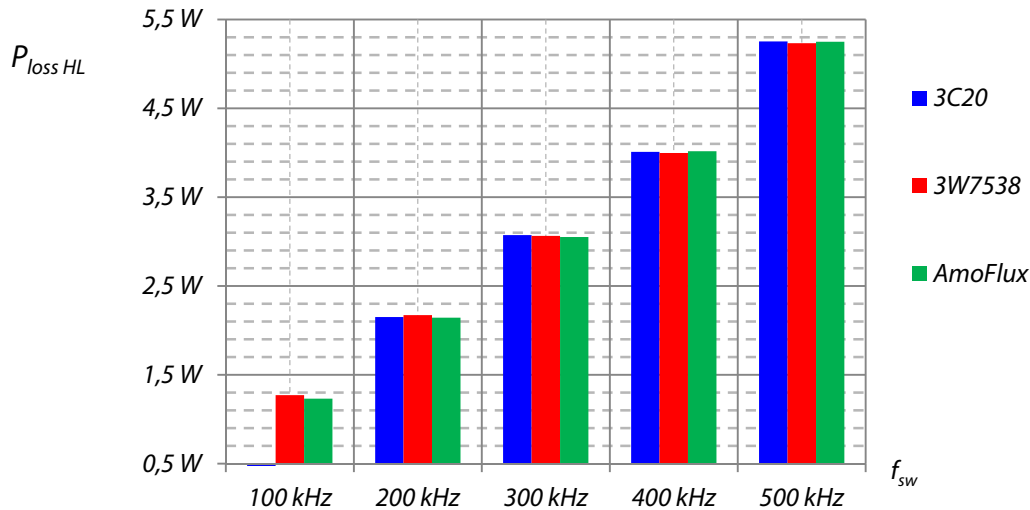
Hinsichtlich der Schaltfrequenz muss es für jede reelle Anwendung eine Trade-Off-Abwägung geben, ab welcher Frequenz eine Reduzierung der Drossel nicht weiter sinnvoll ist, denn nicht nur die Halbleiter sondern auch die magnetischen Bauelemente setzen der Schaltfrequenz ihre Grenzen, wie in 5.6 beschrieben.

### 6.6.3. Analyse der ermittelten Verlustleistungen in den eGaN® FETs

Die Methode zur Ermittlung der Verlustleistung in den GaN-Schaltern basiert auf Erkenntnissen, die aus Messergebnissen der Verlustleistung der Schaltung und der magnetischen Bauelemente hervorgehen. Aus den gesamten Verlusten der Schaltung und der Verlustleistung der Speicherdrossel lassen sich die restlichen Verluste, abzüglich der Drossel- und Treiberverluste, ermitteln. Diese Verluste beinhalten zwar

auch Verlustleistungen in anderen Komponenten der Schaltung wie Kondensatoren oder Leitungen, welche jedoch vernachlässigt werden können (s. 6.5.1, 6.5.2, 6.5.3).

Wie *Abb. 6. 15* zeigt, sind die HL-Verluste beim Einsatz verschiedener Kernmaterialien bei gleichen Betriebsbedingungen, unter Berücksichtigung der Messtoleranzen, identisch. Die Hundertstel-Watt-Differenzen sind auf die Abweichungen bei den kalorimetrischen Messungen zurückzuführen.



**Abb. 6. 15:** Restliche Verluste in der Schaltung bei Verwendung der Speicherdrosseln aus Kernmaterialien 3C20, 3W7538 und AmoFlux entsprechender Induktivitäten bei 100 W Ausgangsleistung ( $I_{out} = 2 A$ )

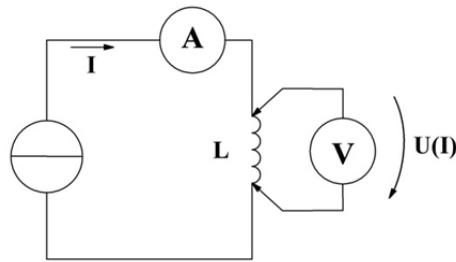
Die Erkenntnis, dass die Restverluste bei den Messungen mit verschiedenen Drosseln konform sind, ist von enormer Wichtigkeit. Sie schafft die Grundlage zur Ermittlung der Halbleiter-Verlustleistung bzw. der Verluste, die durch die Schaltvorgänge verursacht werden. Daraus können dann Schlussfolgerungen über die Verluste in den GaN-basierten Transistoren gezogen werden. Das Hauptziel der kalorimetrischen Methode war jedoch, die Verlustleistungen in den verschiedenen Speicherdrosseln zu ermitteln und die für den Einsatz bei hochfrequentem hartem Schalten am besten geeigneten Materialien auszuarbeiten.

### 6.7. Experimentelle Ergebnisse aus den Messungen mit den Luftspulen

Bei den Untersuchungen mit den Luftspulen sind die Gesamtverluste der Schaltung nur als Mittel zum Zweck gemessen. Der wichtige Teil der Messreihen mit den Luftspulen bestand in der Ermittlung der Wicklungsverluste der Drosseln.

#### 6.7.1. Ermittlung der Verluste in den Luftdrosseln

Die Gleichstromverluste der Drosseln wurden bei den jeweiligen Strömen bzw. Temperaturen nach der Vierleitermethode (*Abb. 6. 16*) bei verschiedenen Stromwerten ermittelt. Ein Vorteil dieser Methode besteht darin, dass der Einfluss von Übergangswiderständen gering ist.

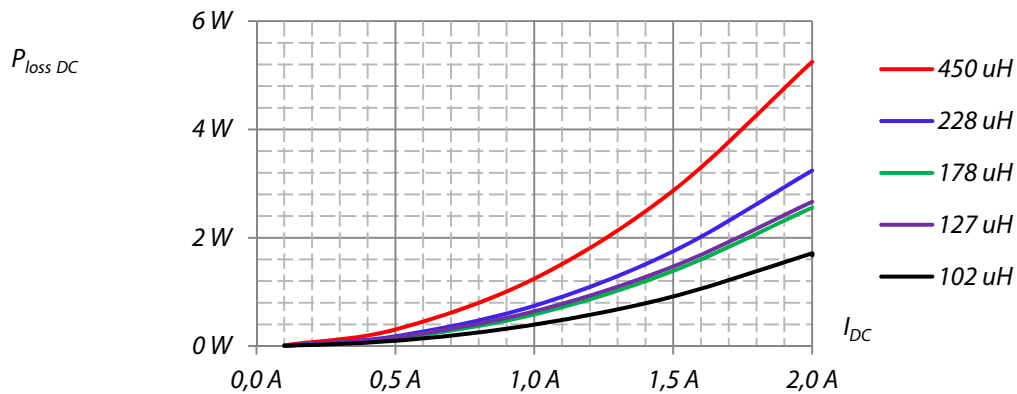


**Abb. 6. 16:** Messung des Gleichstromwiderstands der Speicherdrosseln

Nach der Ermittlung des Gleichstromwiderstands lassen sich die entsprechenden Verluste durch die Formel errechnen:

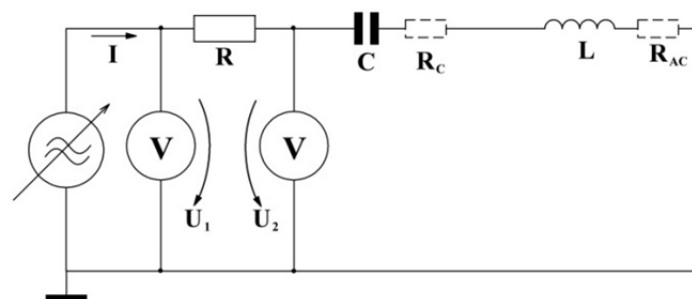
$$P_{\text{loss DC}} = R_{\text{DC}} \cdot I_{\text{DC}}^2 \quad (6.5)$$

Abb. 6. 17 stellt eine Abhängigkeit der durch den Gleichstromwiderstand entstehenden Verluste vom Strom in den Luftdrosseln verschiedener Induktivitäten dar.



**Abb. 6. 17:** Stromabhängigkeit der Gleichstromverluste in den untersuchten Luftspulen bei der Umgebungstemperatur 25°C

Der Wechselstromwiderstand der Spulen wurde sowohl mit dem Impedanz-Analysator Bode 100 wie auch mithilfe eines Serienresonanzschwingkreises durch Messungen mit dem Oszilloskop bestimmt (Abb. 6. 18).



**Abb. 6. 18:** Messschaltung zur Bestimmung des Wechselstromwiderstands

Der Strom, der durch die Drossel fließt, lässt sich aus dem Widerstand  $R$  und den gemessenen Spannungen  $U_1$  und  $U_2$  berechnen. Im Resonanzfall ist die Spannung  $U_2$

minimal. Der Wechselstromwiderstand der Schaltung ergibt sich aus:

$$R_{AC_{ges}} = \frac{U_2}{U_2 - U_{1\min}} \cdot R \quad (6.6)$$

Dieser Widerstand summiert sich aus dem Wechselstromwiderstand der Drossel und dem Serienwiderstand des Kondensators:

$$R_{AC_{ges}} = R_L + R_C \quad (6.7)$$

Je kleiner der Serienwiderstand des Kondensators, desto genauer kann der Wechselstromwiderstand der Spulen bestimmt werden, da der Messfehler beim Addieren der gemessenen Größen in diesem Fall kleiner ist. Für die oben beschriebene Messung wurden Metallfolienkondensatoren verwendet, die einen Serienwiderstand unter 100 mOhm besitzen. Die Wechselstromverluste errechnen sich aus

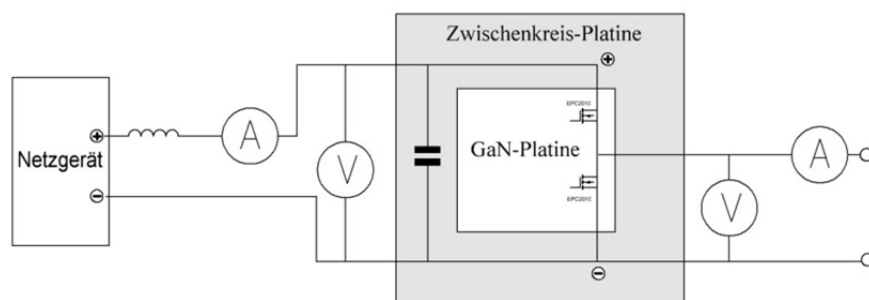
$$P_{AC} = \sum_{n=1}^{\infty} R_{AC} \cdot i_n^2 \quad (6.8)$$

Die Stromwerte für die jeweiligen Frequenzen ergeben sich aus der Zerlegung der periodischen Funktion des Wechselstromanteils in Fourier-Reihen. Die errechneten Wechselstromverluste liegen für die verwendeten Frequenzen bei verschiedenen Induktivitäten zwischen 20 mW und 60 mW. Sie steigen erwartungsgemäß mit dem Strom und zeigen eine Temperaturabhängigkeit wie in (5.2.1) mathematisch bewiesen.

### 6.7.2. Ermittlung der Verluste in den Halbleitern

Die Durchführung der Messreihen wurde, wie in 6.3 beschrieben, durchgeführt. Nach der Ermittlung der Gesamtverluste der Schaltung und der Berechnung der Wicklungsverluste wurden die Verluste in den EPC 2010 eGaN® HFETs bei verschiedenen Strömen und Schaltfrequenzen bestimmt.

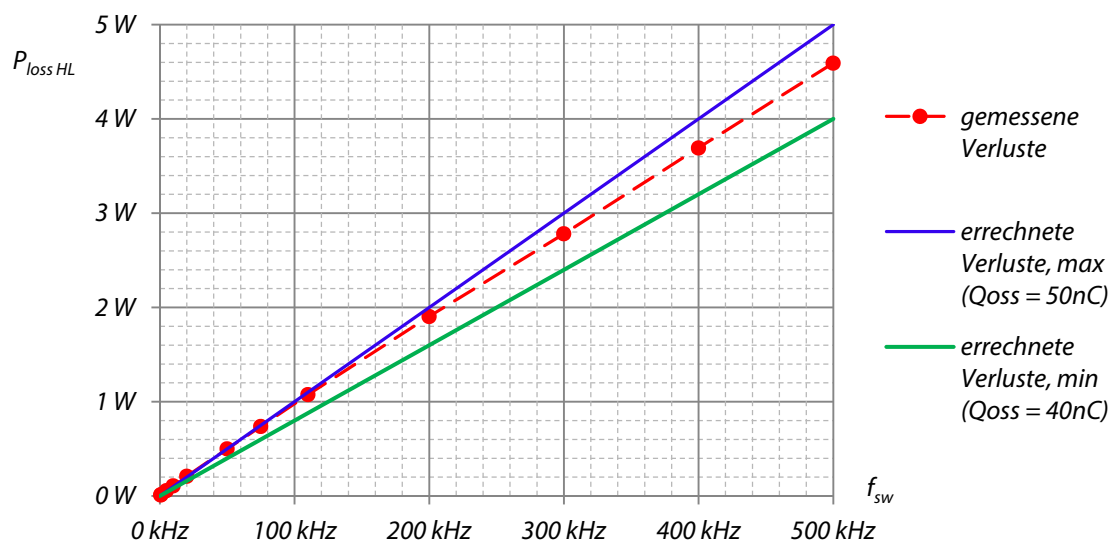
Bevor die Last angeschlossen ist und im Hauptkreis Strom fließt (Abb. 6. 19), entstehen in den Transistoren Verluste. Diese Verlustleistungen sind ausschließlich dem kapazitiven Umladen der beiden Transistoren zuzuschreiben und sind erwartungsgemäß frequenzabhängig.



**Abb. 6. 19:** Teststand zur Untersuchung der Verlustleistungen mit Luftspulen (ohne Last)

In den durchgeführten Messungen sind die Schalt- und Durchlassverluste bzw. die Verlustleistungen in den einzelnen Transistoren nicht auseinander zu halten. Die gewonnenen Ergebnisse stellen die gesamten Verluste in den beiden Halbleitern dar und gelten nur für die aufgeführte Topologie in der gegebenen Ausführung. Die beiden Transistoren befinden sich sehr dicht aneinander, mit einem Abstand von ca. 2,5 mm, auf einer Platine. Das bedeutet, dass sie thermisch gekoppelt sind und sich gegenseitig beeinflussen.

Die ermittelten Verluste in GaN-Schaltern ohne Last ( $I_{out} = 0$  A) bei verschiedenen Frequenzen sind in *Abb. 6. 20* dargestellt und mit den kalkulierten kapazitiven Schaltverlusten verglichen. Alle Messpunkte liegen auf einer Linie, die sich in einer Regressionsgeraden abbildet. Für die Berechnung dieser Verluste wurde der minimale bzw. maximale Wert aus dem Datenblatt für die Ausgangsladung eingesetzt.



**Abb. 6. 20:** Ermittelte und kalkulierte Verluste (bei max. und min. Ausgangsladung) in den GaN-Schaltern (ohne Last) bei verschiedenen Frequenzen

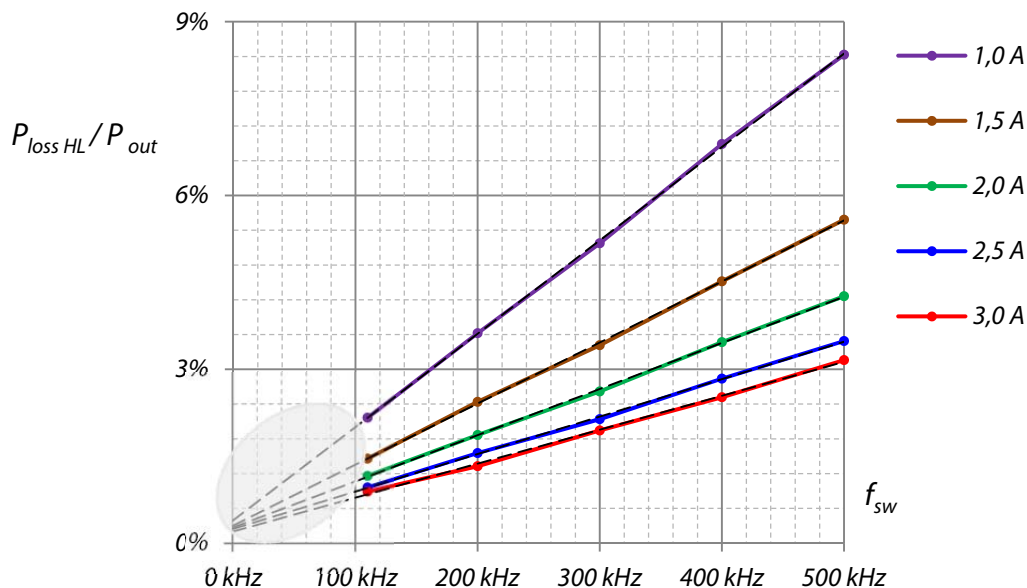
Unter der Annahme, dass die Bauelemente symmetrisch seien, lässt sich die Ausgangsladung bestimmen:

$$Q_{oss} = \frac{P_{loss\ OSS}}{2 \cdot f_{sw} \cdot U_{ds}} \quad (6.9)$$

Die Werte der aus den Messungen ermittelten Ausgangsladung betragen zwischen 46 nC und 49 nC und liegen in einem Bereich zwischen den minimalen und maximalen Werten des Herstellers.

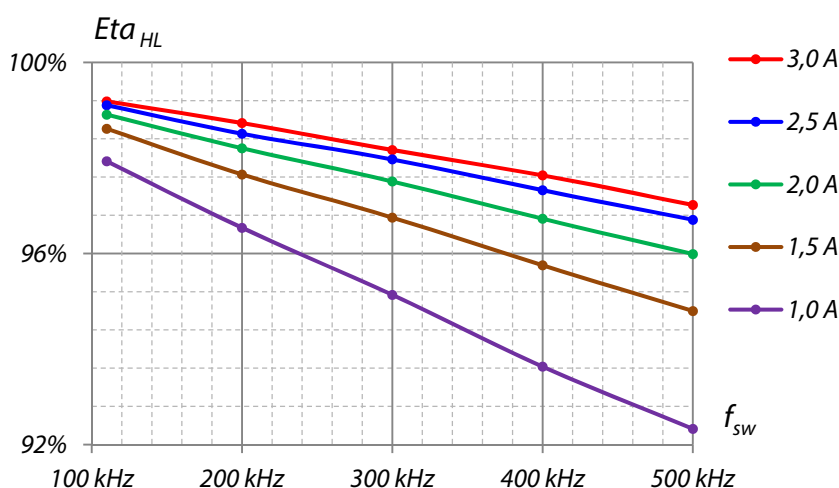
Im nächsten Schritt sind die Verlustleistungen in den GaN-HFETs bei Strömen von 1 A bis 3 A untersucht worden. Erwartungsgemäß steigen die relativen Verlustleistungen in den GaN-FETs mit der Frequenz und sinken mit dem Strom (*Abb. 6. 21*). Die Messpunkte liegen auf den approximierten Geraden. Qualitativ ist zu sehen, dass sich der Abstand zwischen den frequenzabhängigen Graphen bei zwei benachbarten Stromwerten reduziert. Der grau markierte Bereich repräsentiert eine rein fiktive Betrachtung.

tung, denn die Verluste verhalten sich ganz anders bei kleineren Strömen (z. B. wegen Lückgrenzen).



**Abb. 6. 21:** Relative Verlustleistung in den eGaN-HFETs bei 100 V Eingangsspannung, verschiedenen Strömen und Schaltfrequenzen

Die Effizienz der GaN-Halbleiter sinkt mit steigender Schaltfrequenz (Abb. 6. 22). Dies gilt über den gesamten Strombereich. Die Absenkung der Regressionsgeraden verringert sich mit ansteigendem Strom. Die Effizienz der GaN-Halbleiter steigt bei gleichen Schaltfrequenzen mit steigendem Strom. Ein hocheffizienter Einsatz von eGaN-FETs in hochfrequenten (200 kHz bis 400 kHz) Synchron-Tiefsetzstellern ist bei höheren Strömen möglich. Dazu ist jedoch ein optimiertes Design der magnetischen Bauelemente sowie der Leiterkarten notwendig.

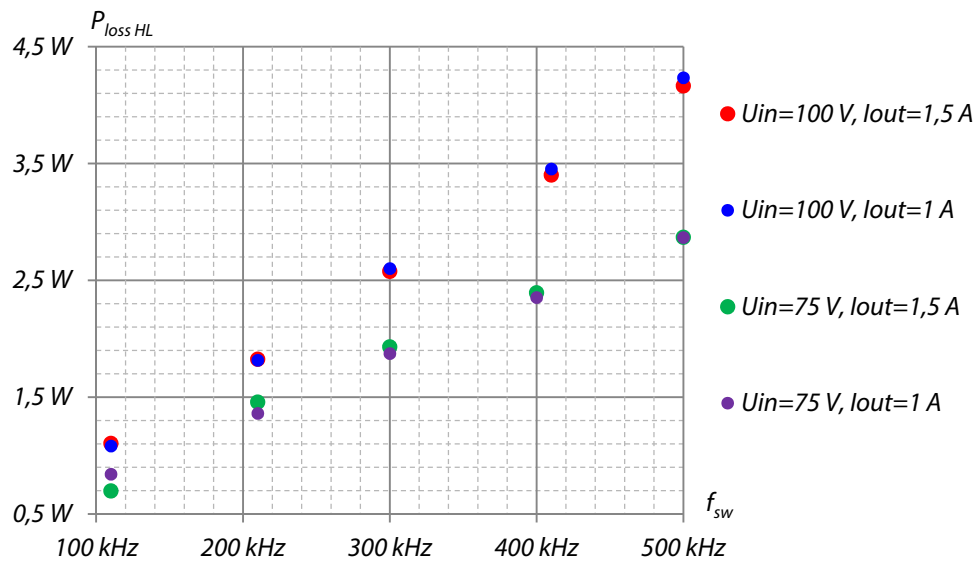


**Abb. 6. 22:** Effizienz der EPC2010-GaN-Schalter bei unterschiedlichen Strömen und Frequenzen

In den absoluten Werten hängen die Verlustleistungen in den GaN-Halbleitern erheblich von der Eingangsspannung und der Frequenz ab, jedoch wesentlich geringer von dem

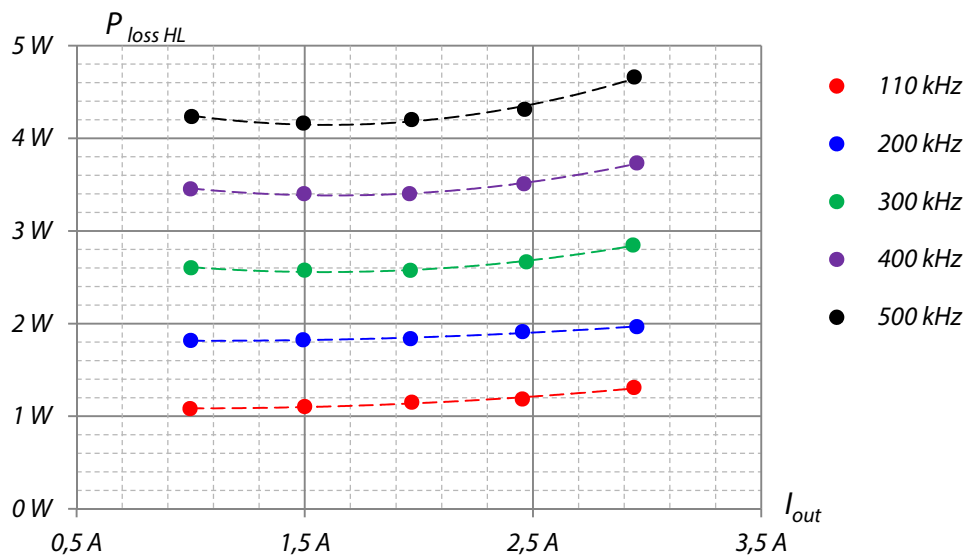


Ausgangsstrom bei geringen Werten (Abb. 6. 23). Die Verlustleistung ist weniger vom Strom sondern, wegen parasitärer Kapazitäten, mehr von der Spannung abhängig.



**Abb. 6. 23:** Absolute Verlustleistungen in den eGaN-HFETs bei 75 V und 100 V Eingangsspannung und zwei verschiedenen Strömen in Abhängigkeit von Frequenz

Die Auswertungen der bei 100 V Eingangsspannung durchgeführten Messversuche bei diversen Strömen und Frequenzen sind in Abb. 6. 24 aufgeführt.



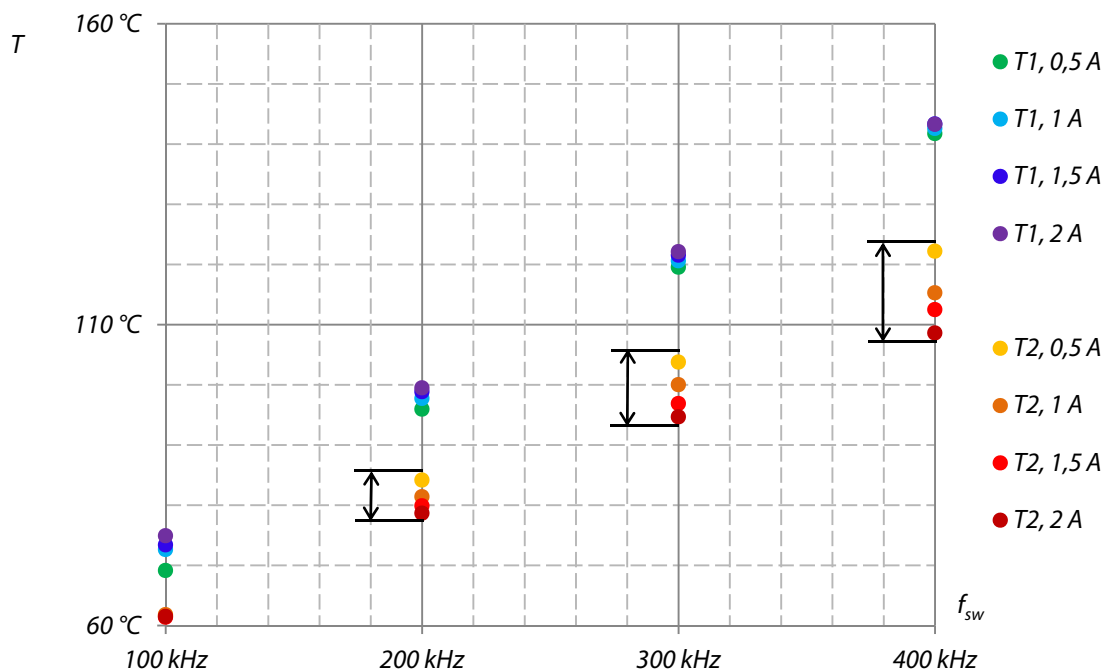
**Abb. 6. 24:** Approximation der Verlustleistungen in den eGaN-HFETs als Funktion der Schaltfrequenz bei 100 V Eingangsspannung und unterschiedlichen Strömen

Bei einem Vergleich der Verlustleistungen in GaN-Schaltern bei verschiedenen Schaltfrequenzen in Abhängigkeit vom Strom lassen sich folgende Tendenzen beobachten:

- Bei 100 kHz ändern sich die Verlustleistungen mit dem Strom zunächst kaum. Lediglich liegen die Unterschiede im Messtoleranzbereich. Erst bei 3 A steigen die Verluste merklich.

- Bei den Frequenzen zwischen 200 kHz und 500 kHz zeigt sich eine Tendenz, die mit steigendem Strom immer deutlicher wird: Bei der Stromveränderung von 1 A bis ca. 2 A sinken die Verluste zunächst geringfügig, ab ca. 2,5 A steigt die Verlustleistung mit dem Strom dann sichtlich. Dieser Effekt wurde bereits in Kapitel 4 beschrieben und dort auch mathematisch ausgearbeitet. In dieser Versuchsreihe bestätigt sich nun dieses zunächst etwa eigentümlich erscheinende Phänomen.

Diese Ergebnisse bestätigen sich auch durch die thermischen Messungen mit einer Thermokamera (Abb. 6. 25). Beim oberen Transistor  $T_1$  steigt die Temperatur geringfügig und erwartungsgemäß mit ansteigendem Strom. Beim unteren Transistor  $T_2$  sinkt die Temperatur mit ansteigendem Strom, denn, wie in 4.4.2.2. beschrieben, sind die Umladeverluste im unteren Transistor umso größer, je kleiner der Strom, und es überwiegen in dem Strombereich bis ca. 2 A steigende Durchlassverluste.

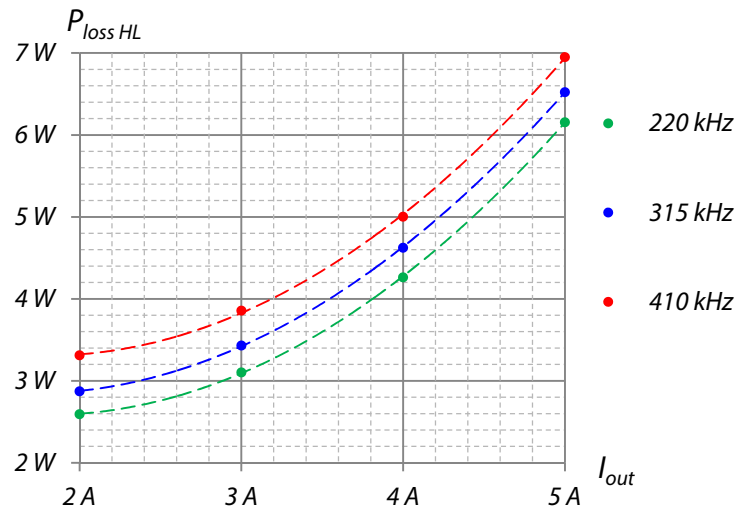


**Abb. 6. 25:** Temperaturen der eGaN-HFETs bei 100 V Eingangsspannung ohne Kühlung

Diese Erkenntnis ist für die Auslegung eines Synchron-Tiefsetzstellers, der in einem Teillastbereich arbeitet, sehr wichtig. Eine entscheidende Rolle spielt dabei die Einstellung der Totzeiten.

Zum Schluss wurden die EPC 2010 eGaN® HFETs bei Strömen bis zu ca. 5 A und Frequenzen 220 kHz, 315 kHz und 410 kHz getestet (Abb. 6. 26). Dafür wurden die Luftdrosseln mit entsprechenden stromfähigen HF-Litzen erstellt. Die Frequenzen wurden entsprechend gewählt, damit der Ripple-Strom, wie bei allen anderen Messungen, 0,5 A beträgt. Die gestrichelten Linien deuten die Trendlinien zwischen den gemessenen Punkten an. Bei allen Frequenzen zeigt sich eine Stromabhängigkeit, die mit einem Polynom zweiten Grades beschrieben werden kann. Dies wiederum bedeutet, dass die Veränderung der Verlustleistungen bei gleichen Frequenzen vor-

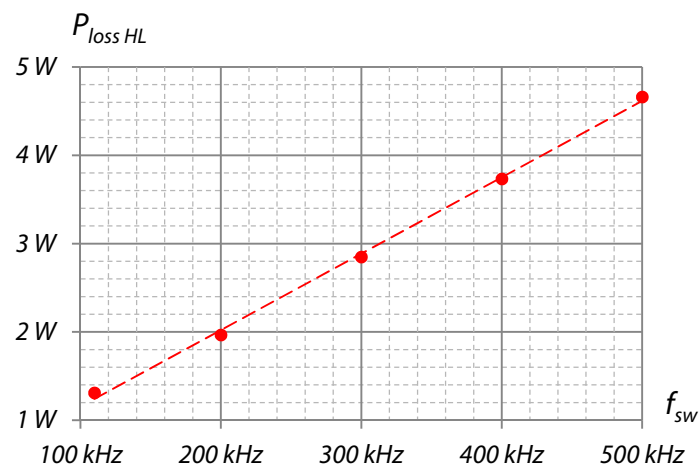
wiegend durch die Durchlassverluste bestimmt wird, die quadratisch mit in die Gleichung eingehen.



**Abb. 6. 26:** Abhängigkeit der Verlustleistungen in den eGaN-HFETs mit 100 V Eingangsspannung von den Strömen bis zu 5 A bei drei Frequenzen

Die Halbleiterverluste bei 5 A liegen anteilig zwischen ca. 2,5 % bei 220 kHz und 2,8 % bei 410 kHz. Bei einer entsprechenden Auslegung der magnetischen Komponenten, einer angemessenen Kühlung und einem adäquaten Platinen-Design ist somit eine effiziente und kompakte Synchron-Tiefsetzsteller-Schaltung mit EPC eGaN-FETs möglich.

Abschließend wird die Abhängigkeit der gemessenen Verluste von der Frequenz dargestellt (Abb. 6. 27). Betriebspunkte sind 100 V Eingangsspannung, 50 % Tastverhältnis, 0,5 A Stromrippe und 3 A Ausgangsstrom (150 W Ausgangsleistung).



**Abb. 6. 27:** Frequenzabhängigkeit der Verlustleistungen in den eGaN-HFETs

Die Punkte zeigen die experimentellen Messergebnisse. Die gestrichelte Linie ist eine approximierte Gerade aus den gemessenen Punkten. Aus dem Diagramm ist eine lineare Abhängigkeit der Verlustleistung in den eGaN-HFETs von der Frequenz ersichtlich. Dies ergibt sich daraus, dass bei den Schaltfrequenzen zwischen 100 kHz

und 500 kHz die dynamischen Verluste dominieren und die Gesamtverluste in den Halbleitern bestimmen.

### **6.8. Zusammenfassung der Messergebnisse**

Das Ziel der Testversuche war die experimentelle Untersuchung der Effizienz, des Schaltverhaltens und der Verlustleistung der EPC2010 GaN-HFETs sowie der Kernverluste verschiedener magnetischen Materialien über einen Frequenzbereich von 100 kHz bis 500 kHz in einer Synchron-Tiefsetzsteller-Schaltung bei hartem Schalten. Eine aktive Versuchsplanung der Untersuchung mehrerer Variablen entsprechend statistischen Regeln wurde angewendet.

Da, aufgrund der sehr kurzen Schaltzeiten und steilen Schaltflanken, jeder „Messeingriff“ die tatsächlichen Ergebnisse, besonders bei der Strommessung, verfälscht, wurden zwei Methoden zur experimentellen Bestimmung der durch die Schaltvorgänge in GaN-Leistungstransistoren verursachten Verlustleistungen entwickelt, die direkte Messungen des Drain-Stroms vermeiden. Die eine basiert auf kalorimetrischen Messungen, die andere beruht auf einer messtechnischen Verwendung der Luftdrosseln. Die entwickelten und angewendeten Methoden sind wesentlicher Bestandteil dieser Forschungsarbeit.

Mit der ersten Methode wurden Verlustleistungen der Speicherdrossel aus unterschiedlichen Kernmaterialien thermisch ermittelt und danach die Verlustleistungen in den eGaN-FETs errechnet. Diese Methode ermöglicht nicht nur die GaN-Halbleiter-Verlustleistungen herauszuarbeiten, sondern auch die magnetischen Bauelemente hinsichtlich der Größe und Effizienz adäquat zu gestalten. Die durchgeführten Experimente haben die bedeutende Rolle der magnetischen Komponenten in hochfrequenten leistungselektronischen Schaltungen bewiesen.

Bei der Methode mit den Luftdrosseln errechneten sich die Drosselverluste nach messtechnischen Ermittlungen einzelner Parameter. Die Verlustleistungen in den eGaN-FETs wurden danach ermittelt. Es wurden zahlreiche Messreihen bei verschiedenen Betriebsparametern durchgeführt und die Halbleiterverlustleistungen ermittelt. Die gewonnenen Ergebnisse wurden graphisch dargestellt und durchdiskutiert. Die experimentellen Ergebnisse bestätigen die im Kapitel 4 theoretisch bewiesene Hypothese, dass die Verlustleistungen im unteren Strombereich zunächst mit steigendem Strom sinken, was mit dem Entladen der Ausgangskapazität des unteren Transistors durch den Lastkreis zusammenhängt. Sobald die Ausgangskapazität des Transistors vollständig über den Lastkreis entladen wird, steigt die Verlustleistung in dem Transistor gesetzmäßig durch die Erhöhung der Durchlassleistung bei steigendem Strom.

Die experimentellen Ergebnisse zeigen, dass die Halbleiter-Verlustleistungen bei bis zu 400 kHz und 5 A unter 3 % liegen. Das bedeutet, dass mit vertretbarem Kühlaufwand Stellerschaltungen für Leistungen von mehreren 100 W bei ausgezeichnetem Wirkungsgrad und geringen physikalischen Abmessungen realisiert werden können. Bei weiterer Optimierung der magnetischen Bauteile und des niederinduktiven Platindesigns lässt sich hartes Schalten bis zu 500 kHz mit akzeptabler Effizienz erreichen.

## 7. Zusammenfassung und Ausblick

Die rasante Verbreitung leistungselektronischer Systeme und die erheblichen Anforderungen an solche Systeme erfordern den Einsatz neuer Materialien, sowohl im Bereich der Halbleiter wie auch bei den magnetischen Stoffen, sowie eine Abstimmung aller systemrelevanten Komponenten aufeinander. In der vorliegenden Arbeit wurden GaN-basierte Niedervolt-HFETs in einem Synchron-Tiefsetzsteller unter dem Aspekt der Berücksichtigung magnetischer Bauelemente untersucht.

Für ein besseres Verständnis der neuen Halbleiter wurde der Stand der Technik zusammengefasst, der genau gegliedert die Bandbreite der verfügbaren Technologien einordnet, und auch zum Zweck der besseren Übersichtlichkeit eine tabellarische Auflistung vornimmt, in der sich die prägnanten Eigenschaften wiederfinden. Für den Stromfluss in lateralen GaN-basierten Leistungstransistoren ist das zweidimensionale Elektronengas verantwortlich, das eine unipolare Natur hat. Da Galliumnitrid eine höhere Sättigungsgeschwindigkeit und die Elektronen im zweidimensionalen Elektronengas eine erheblich höhere Beweglichkeit haben, können mit GaN-Schaltern wesentlich höhere Schaltfrequenzen als mit entsprechenden Si-Bauelementen erreicht werden. Aufgrund der größeren Bandlücke können GaN-basierte Bauelemente höhere Betriebstemperaturen erreichen. Diese beiden Tatsachen entsprechen den Anforderungen in der Umrichtertechnik nach hoher Leistungsdichte und nach der Fähigkeit, hohen Temperaturen standzuhalten.

Die elektrischen Eigenschaften von Feldeffekt-Transistoren der gut etablierten Materialkombination AlGaIn/GaN wurden detailreich beschrieben und unmittelbar durch den Aufbau einer Tiefsetzsteller-Anwendung zur Praxis in Bezug gesetzt. Um sich als vorteilhafte Alternative zum konventionellen Silizium zu präsentieren, wird hier direkt auf die Möglichkeiten hoher Schaltfrequenzen und maximierter Wirkungsgrade hingewiesen. Dies erfordert eine sorgfältige Analyse aller entstehenden Verluste und Maßnahmen zu deren Verringerung.

Das Schaltverhalten der GaN-HFETs in einem Synchron-Tiefsetzsteller wurde modelliert. Im Rahmen der Betrachtung der Verlustleistungen wurde eine analytische Methode angewendet und weiter entwickelt, die einen Bereich der Halbleiter-Verlustleistungen aufzeichnet und einen Ausblick hinsichtlich der potentiellen Erhöhung der Schaltfrequenzen bei gleichem Wirkungsgrad bzw. der Steigerung der Effizienz bei gleichen Schaltfrequenzen gibt.

Um die Vorteile der erhöhten Schaltfrequenz nutzen zu können, erfolgte eine sehr ausführliche Betrachtung der notwendigen magnetischen Komponenten, deren Auswahl- und Verwendungskriterien im Detail untersucht, evaluiert und

aufgegliedert wurden. Um dieser Herausforderung Rechnung zu tragen, wurde ein spezielles mathematisches Modell entwickelt und in seiner Ausführung diversen Parametersätzen unterworfen, um seine Anwendbarkeit zu demonstrieren. Ein wichtiges Ergebnis lieferten theoretische Betrachtungen hinsichtlich der Grenzen, die magnetische Bauelemente schnellen Halbleitern auferlegen. Denn, aufgrund der allgemeinen gültigen physikalischen Gesetze sowie der Bauformen und Materialien, ist eine Reduzierung der Größe magnetischer Komponenten mit steigender Schaltfrequenz nur bedingt möglich. Mit modernen magnetischen Baustoffen lassen sich effiziente Schaltungen in kleinster Größe bis ca. 5 MHz, eventuell bis zu 10 MHz verwirklichen.

Eine Besonderheit der untersuchten Niedervolt-GaN-HFETs liegt darin, dass bei dem quasi nicht vorhandenen Gehäuse eine korrekte Strommessung nicht realisierbar ist. Jedes bis jetzt bekannte Strommessmittel bringt zusätzliche Streuinduktivitäten in die Messungen mit ein, die wesentlich größer sind, als die Streuinduktivitäten der Halbleiter-Bauelemente selbst. Damit ist es nicht möglich, ein korrektes Stromverhalten wiederzugeben. In der Arbeit wurde auf die Grenzen gegenwärtig üblicherweise verwendeter Labortechnik aufmerksam gemacht und auf notwendige Schritte bei einer potentiellen Produktentwicklung hingewiesen.

Der Betrieb des beschriebenen Tiefsetzstellers wurde in allen erforderlichen Größen messtechnisch erfasst. Die aus den experimentellen Untersuchungen ermittelten Verlustleistungen in den GaN-HFETs wurden nach statistischen Gesetzmäßigkeiten systematisch ausgewertet. Dies ermöglichte funktionale Abhängigkeiten der Schaltverluste vom Strom und von der Schaltfrequenz herzuleiten. Die aus den theoretischen Betrachtungen und experimentellen Ergebnissen gewonnenen Erkenntnisse beweisen, dass, aufgrund ihrer Eigenschaften durch das Material Galliumnitrid, die untersuchten eGaN-HFETs in Stromrichtern eingesetzt werden können, die dem Trend der modernen Umrichtertechnik in Hinsicht auf Effizienz, Größe, Gewicht und Temperaturbeständigkeit folgen. Dennoch sind magnetische Materialien und Komponenten nicht außer Acht zu lassen, denn die durch die Halbleiter-Bauelemente gewonnenen Vorteile können schnell durch falschen Einsatz von magnetischen Bauelementen wieder zunichte gemacht werden.

Schon jetzt können Leistungstransistoren mit lateralen Strukturen ein breites Anforderungsspektrum erfüllen. Um in der Industrie Akzeptanz zu finden, müssen jedoch bei den GaN-basierten Bauelementen einige Eigenschaften verbessert und weiter entwickelt werden. Was den industriellen Einsatz von GaN-basierten Leistungsbaulementen betrifft, werden sich gemäß der drei Kernfaktoren – nämlich Kosten, technologische Besonderheiten und Verfügbarkeit – entsprechende Anwendungsfelder oder auch Nischen bilden. Wie die ausführlichen Betrachtungen der technischen Eigenschaften in dieser Arbeit gezeigt haben, ist bereits heute ein äußerst interessantes Spektrum an Anwendungen für GaN-Leistungshalbleiter

erkennbar. Überall dort, wo es bei modernsten technologisch anspruchsvollen Produkten um die Optimierung der Grenzparameter Größe, Gewicht, Verlustwärmeezeugung oder auch Netzverträglichkeit geht, wird GaN eine Option sein, die mit Sicherheit schon früh während der Produktentwicklung in die Evaluierung einbezogen werden muss. Die in dieser Arbeit untersuchte Tiefsetzsteller-Schaltung lässt leicht erahnen, dass sich dafür Bereiche wie z. B. Elektromobilität oder auch Photovoltaik anbieten. Um beispielsweise die Spannung des Antriebsakkus eines Elektrofahrzeugs auch für Zusatzfunktionen wie Dashboard-Versorgung, Beleuchtung oder Zusatzantriebe wie Fensterheber nutzbar zu machen, wird schon jetzt grundsätzlich auf dezentrale verbrauchernahe Steller gesetzt. Dieser Trend wird sich manifestieren, und hier wird es immer um Platz- und Gewichtsoptimierung gehen. In der Photovoltaik ist der große Bereich der integrierten Mikro-Inverter zu nennen. Als Hochsetzsteller und weiter auch als Wechselrichter können solche Komplett-Inverter in jedem einzelnen Modul untergebracht werden. Da aber außer dem Modul-Klemmkasten kein Platz für eine solche Schaltung „spendiert“ werden soll, ist auch hier eine Reduzierung auf das unbedingt Notwendige erkennbar.

Natürlich stellen auch alle anderen Verbraucher ein deutliches Anwendungsfeld dar, bei denen mittlerweile dezentrale und vor allem auch verbrauchernahe elektronische Regelungen die favorisierte Lösung sind. Der große Bereich der hocheffizienten LED-Beleuchtung steht noch am Beginn. Auch hier ist die Herausforderung mit geringsten Größen und besten Wirkungsgraden integrative Spannungsversorgungen zu konzipieren, die selbstverständlich auch die Leistungsfaktor-Korrektur übernehmen und gleichzeitig höchsten Ansprüchen an die Netzqualität genügen müssen.

Nicht nur LED-Beleuchtung sondern auch zahlreiche weitere Gleichstromgeräte – Computer, Laptops, Tablet PCs, Handys, Batterieladegeräte, Smart Phones etc. – werden mit Gleichstrom betrieben. Auf der einen Seite wird der Gleichstrom mit gewissen Verlusten aus Wechselstrom umwandelt, auf der anderen Seite steigt die Anzahl dezentraler regenerativer Energiequellen wie Photovoltaik, die Gleichstrom produzieren, der jedoch zweimal umgewandelt werden muss, um bei den Gleichstromgeräten anzukommen. Um dies zu vermeiden, und so die Effizienz zu steigern und Materialkosten zu sparen, wird darüber diskutiert bzw. es sind bereits erste Pilotprojekte<sup>1</sup> durchgeführt, bei denen ganze Gebäude komplett mit Gleichstromtechnik ausgerüstet sind. Um neue Lösungen für lokale Gleichstromnetze zu schaffen, könnten GaN-Transistoren erfolgreich eingesetzt werden: Mit sehr hoher Frequenz betriebene GaN-FETs ermöglichen eine Reduzierung der passiven Komponenten, sodass kompakte Gleichstrom-Steckdosen durchaus möglich sind.

---

<sup>1</sup> Privathäuser und Arcola-Theater in London, ein Rechenzentrum in Lupfig (Schweiz), Rechenzentren der Telefongesellschaft NTT in Tokio, ein Norwegisches Schiff

In der Antriebstechnik geht es im Kleinleistungsbereich (bis zu 1 kW) häufig um drehmomentstarke Motoren, die mit extremen Taktzyklen angesteuert werden oder auch um Spindelantriebe mit Drehzahlen weit über 100.000 U/min. Welche Halbleitertechnologie im Einzelnen herangezogen wird, entscheidet der Entwickler; dass GaN aber eine entscheidende Rolle spielen wird, vielleicht gar den Vorreiter, das ist schon heute erkennbar.

In kurzen Abständen kommen neue Bauelemente auf den Markt. Höhere Sperrspannung und Stromtragfähigkeit sind die vornehmlichen Ziele der Hersteller und damit entsprechen sie den Bedarfen der industriellen Entwickler. Eine große Herausforderung ist sicherlich auch, die immer kleineren Chipflächen noch hinreichend zu kühlen. Auch wenn die maximale Sperrschichttemperatur bei GaN weit über der von herkömmlichen Siliziumtransistoren liegt, ist die Materialauswahl und -entwicklung dennoch mit den bekannten Problemen des Wärmeübergangswiderstands konfrontiert.

Nicht zuletzt ergibt sich neben den wichtigen Größen des Einschaltwiderstands, des thermischen Widerstands und der package-spezifischen parasitären Werte noch der weite Bereich der EM-Störgrößen. Die Strom- und Spannungsschwingungen spiegeln kapazitive Umladeprozesse wider, die in einem Halbleiter aufgrund der parasitären Kapazitäten und vorhandenen Streuinduktivitäten unvermeidbar sind. Diese schwingende Energieumkehrung, wenn sie nicht abwendbar ist, auch nicht durch extrem niederinduktives Design, muss spätestens in der Ausgangsstufe durch Filter unterdrückt werden, um den EMV-Anforderungen gerecht zu werden. Die extremen Schaltfrequenzen und Schaltflanken, die mit Bauelementen mit weiter Bandlücke erreichbar sind, ergeben eine nicht zu unterschätzende Problematik, die messtechnisch und auch beim Layout teilweise neue und andere Wege erfordert. HF-taugliche Methoden und Messmittel sind bei der Produktentwicklung ebenso gefragt, wie ein tiefes Verständnis der Verbreitungsmechanismen und deren wirksame Eindämmung. Gleichzeitig ergibt die extreme Schaltflankensteilheit, die ebenfalls im Rahmen dieser Arbeit beschrieben wurde, ganz neue Anforderungen an den Isolationsaufbau der durch GaN-Bauelemente geschalteten Verbraucher. Hier ist eine enge Zusammenarbeit der Inverter-Hersteller mit den Nutzern und Anwendern dieser modernen Produkte erforderlich.



---

## Literatur- und Quellenverzeichnis

- [1] H. В. Комаровских, Л. В. Фомина, С. А. Безносюк: *Исследование стабильности нанопленок нитрида галлия в гексагональной и кубической структурах методами компьютерного моделирования*. <http://izvestia.asu.ru/2010/3-1/chem/TheNewsOfASU-2010-3-1-chem-03.pdf>
- [2] F. Roccaforte, F. Lucolao, F. Giannazzo, S. Di Franco, C. Bongiorno, V. Puglisi, V. Raineri: *Evolution of the electrical behaviour of GaN and AlGaN materials after high temperature annealing and thermal oxidation*. Silicon Carbide and related materials 2009, pp. 1211-1214, Trans Tech Publications
- [3] J. L. Hudgins, G. S. Simin, E. Santi, M. Asif Khan: *An assessment of wide bandgap semiconductors for power devices*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 3, May 2003
- [4] R. J. Trew: *SiC and GaN transistors - is there one winner for microwave power applications?* Proceedings of the IEEE, Vol. 90, No. 6, June 2002
- [5] B. Ozpineci, L. M. Tolbert: *Comparison of wide-bandgap semiconductors for power electronics applications*. Oak Ridge National Laboratory, December 2003
- [6] A. Lidow: *Is it the end of the road for silicon in power conversion?* Proc. CIPS 2010, Nürnberg, pp. 461-468, 2010
- [7] F. Hüning, O. Ambacher, A. Guerra: *Kampf der Giganten : Siliziumkarbid versus Galliumnitrid*. [www.elektronikjournal.com](http://www.elektronikjournal.com), 04a/2010
- [8] M. Kanechika, T. Uesugi, T. Kachi: *Advanced SiC and GaN power electronics for automotive systems*. IEDM 2010, San Francisco, Conference digest, pp. 324-327
- [9] H. Schwarzburger: *Halali auf die Halbleiter*. Solar Investor's Guide, März 2011
- [10] R. R. Ackermann: *Mut zur Lücke*. E&E, Faszination Elektronik, September 2011
- [11] H. Romanus: *Siliziumkarbidelektronik- technologische und werkstoffwissenschaftliche Untersuchungen zur Metallisierung / Kontaktierung*. Dissertation, Technische Universität Ilmenau, 2004
- [12] N. Kaminski: *State of the art and the future of wide band-gap devices*. 13th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2009
- [13] P. X. Акчурин, А. А. Мармалюк: *Фундаментальные свойства нитрида галлия*. Материаловедение 1999, № 9, с. 950 – 962
- [14] M. A. Khan, G. Simin, S.G. Pytel, A. Monti, E. Santi and J.L. Hudgins: *New developments in gallium nitride and the impact on power electronics*. 0-7803-9033-4/05 ©2005 IEEE
- [15] O. Hilt, E. Bahat-Treidel, R. Zhytnytska, P. Kotara, J. Würfl: *Bauteile aus GaN – Sicht auf die Halbleitertechnologie*. ETG-Tagung Bad Nauheim 13. – 14. April 2011

- [16] N. Kaminski, O. Hilf: *GaN Device Physics for Electrical Engineers*. SiC & GaN User Forum - Potential of Wide Bandgap Semiconductors in Power Electronic Applications, Birmingham, September 2011
- [17] *GaN properties. Summary*:  
<http://www.ioffe.rssi.ru/SVA/NSM/Semicond/GaN/index.html>
- [18] U. K. Mishra, P. Parikh, Yifeng Wu: *AlGaIn/GaN HEMTs: an overview of device operation and applications*. <http://my.ece.ucsb.edu/mishra/classfiles/overview.pdf>
- [19] В. А. Иванцов, В. А. Суховеев, В. И. Николаев, И. П. Никитина, В. А. Дмитриев: *Исследование физических свойств объемных монокристаллов нитрида галлия*. Физика твердого тела, том 39, №5, 1997
- [20] N. Z. Yahaya, M. B. K. Raethar, M. Awan: *Review on GaN HEMT device technology for high frequency converter applications*. Journal of Power Electronics, Vol. 9, No. 1, Jan. 2009
- [21] A. Thamm: *Reaktive Molekularstrahlepitaxie und Charakterisierung von GaN/(Al,Ga)N-Heterostrukturen auf SiC*. Dissertation, Humboldt-Universität zu Berlin, 2001
- [22] H. Schaumburg: *Halbleiter*. B. G. Teubner, Stuttgart 1991
- [23] N.-Q. Zhang, S. Keller, G. Parish, S. Heikman, S. P. DenBaars, U. K. Mishra: *High breakdown GaN HEMT with overlapping gate structure*. IEEE Electron Device Letters, Vol. 21, No. 9, September 2000
- [24] T.R. Lenka, A.K. Panda: *Characteristics study of 2DEG transport properties of Al-GaN/GaN and AlGaAs/GaAs-based HEMT*. Физика и техника полупроводников, 2011, том 45, вып. 5
- [25] М. Е. Левинштейн, Т. Т. Мнацаканов, Л. И. Поморцева, С. Н. Юрков: *Универсальный метод аналитической аппроксимации подвижности основных носителей заряда в полупроводниках в широком диапазоне температур и уровней легирования*. IX Симпозиум «Электротехника 2030», доклад 6-04, 29 - 31 мая 2007
- [26] W. Saito, T. Nitta, Y. Kakiuchi, Y. Saito, K. Tsuda, I. Omura, M. Yamaguchi: *A 120-W boost converter operation using a high-voltage GaN-HEMT*. IEEE Electr. Device Lett., Vol. 29, No. 1, pp. 8-10, 2008
- [27] M. Asif Khan, X. Hu, G. Sumin, A. Lunev, J. Yang, R. Gaska, M. S. Shur: *AlGaIn/GaN metal oxide semiconductor heterostructure field effect transistor*. IEEE Electron Device Letters, Vol. 21, No.2, February 2000
- [28] S. Yoshida, J. Li, T. Wada, H. Takehara: *High-power AlGaIn/GaN HFET with a lower on-state resistance and a higher switching time for an inverter circuit*. Proc. 15<sup>th</sup> ISPSD, pp. 58-61, 2003
- [29] B. Kuhn: *AlGaIn/GaN-Heterostrukturen: Epitaxie und elektrische Eigenschaften*. Dissertation, Universität Stuttgart 2002
- [30] Accuratus Ceramic Corporation: *Silicon Carbide Material Properties*. <http://accuratus.com/pdf/sicprops.pdf>

- 
- [31] A. Васильев, В. Данилин, Т. Жукова: *Через GaN к алмазу*. Электроника: Наука, технология, бизнес, 4/2007
- [32] S. Vitanov: *Simulation of High Electron Mobility Transistors*. Dissertation, Technische Universität Wien, 2010
- [33] D. Meister: *Elektrische und optische Charakterisierung von Galliumnitrid*. I. Physikalisches Institut der Justus-Liebig-Universität Gießen, 2001
- [34] N. Zhang, V. Mehrotra, S. Chandrasekaran, B. Moran, L. Shen, U. Mishra, E. Etzkorn, D. Clarke: *Large area GaN HEMT power devices for power electronic applications: switching and temperature characteristics*. 0-7803-7754-0/03 ©2003 IEEE
- [35] S. Wataru, Y. Takada, M. Kuraguchi, K. Tsuda, I. Omura, T. Ogura: *600 V AlGaN/GaN power-HEMT: Design, fabrication and demonstration on high voltage DC-DC converter*. IEDM Technical Digests, pp. 587-590, December 2003
- [36] W. Saito, M. Kuraguchi, Y. Takada, K. Tsuda, I. Omura, T. Ogura: *High breakdown voltage undoped AlGaIn-GaN power HEMT on sapphire substrate and its demonstration for DC-DC converter application*. IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 51, No. 11, Nov. 2004
- [37] W. Saito, Y. Takada, M. Kuraguchi, K. Tsuda, I. Omura, T. Ogura, H. Ohashi: *High breakdown voltage AlGaIn/GaN power HEMT design and high current density switching behavior*. IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 50, No. 12, Dec. 2003
- [38] A. Karagushiyev, B. Bock: *High Electron Mobility Transistors (HEMTs)*. Nanoelectronics and Nanosystems: from transistors to molecular and quantum devices, Springer, 2004
- [39] В. А. Гуртов: *Твердотельная электроника*. Москва, 2005
- [40] A. Ebbers: *Charakterisierung und Präparation von GaN und Herstellung von In-Plane-Gate Transistoren in Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>N/GaN Heterostrukturen*. Dissertation, Angewandte Festkörperphysik Ruhr-Uni Bochum, 2003
- [41] O. Ambacher, J. Smart, J. R. Shealy, N. G. Weimann, K. Chu, M. Murphy, W. J. Schaff, L. F. Eastman, R. Dimitrov, L. Wittmer, M. Stutzmann, W. Rieger J. Hilsenbeck: *Two-dimensional electron gases induced by spontaneous and piezoelectric polarization charges in N- and Ga-face AlGaIn/GaN heterostructures*. Journal of Applied Physics, Volume 85, Number 6, 15 March 1999
- [42] O. Ambacher, B. Foutz, J. Smart, J. R. Shealy, N. G. Weimann, K. Chu, M. Murphy, A. J. Sierakowski, W. J. Schaff, L. F. Eastman, R. Dimitrov, A. Mitchell, and M. Stutzmann: *Two dimensional electron gases induced by spontaneous and piezoelectric polarization in undoped and doped AlGaIn/GaN heterostructures*. Journal of Applied Physics Volume 87, Number 1, 1 January 2000
- [43] M. J. Wolter: *Einfluss der Schichteigenschaften auf das elektrische und optoelektrische Verhalten von AlGaIn/GaN HEMT Transistoren*. Dissertation, Rheinisch-Westfälischen Technischen Hochschule Aachen, 2004
- [44] A. T. Winzer: *Optische und elektronische Eigenschaften von AlGaIn/GaN-Heterostrukturen*. Dissertation, Technische Universität Ilmenau, 2008

- [45] R. Quay: *Gallium Nitride Electronics*. Springer Berlin Heidelberg, 2008
- [46] N. Zhang: *High voltage GaN HEMTs with low on-resistance for switching applications*. Dissertation, University of California, September 2002
- [47] M. Neuburger: *Entwurf und Technologie von GaN-Heterostruktur FETs für hohe Leistung*. Dissertation, Universität Ulm, 2006
- [48] *Das zweidimensionale Elektronengas*.  
<http://praktika.physik.uni-bayreuth.de/QHE.pdf>
- [49] *Zweidimensionales Elektronengas und Quanten-Halleffekt*. [http://pit.physik.uni-tuebingen.de/PIT-II/teaching/ExPhys-V\\_WS03-04/ExP-V%283%29-Kap1\\_8-Halbleiter-QHE.pdf](http://pit.physik.uni-tuebingen.de/PIT-II/teaching/ExPhys-V_WS03-04/ExP-V%283%29-Kap1_8-Halbleiter-QHE.pdf)
- [50] M. Asif Khan, A. Bhattarai, J. N. Kuznia, D. T. Olson: *High electron mobility transistor based on GaN-Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>N heterojunction*. Appl. Phys. Letter, Vol. 63, No. 9, 1993
- [51] Yu. N. Makarov, T. Yu. Chemekova, O. V. Avdeev, N. Mokhov, S. S. Nagalyuk, M. G. Ramm, H. Helava: *AlN substrates and epitaxy results*. Silicon Carbide and related materials 2009, pp. 1183-1186,, Trans Tech Publications
- [52] O. Ю. Ледяев, А. М. Стрельчук, А. Н. Кузнецов, Н. В. Середова, А. А. Волкова: *Электрические свойства гетеропереходов n-GaN/p-SiC*. Физика и техника полупроводников, том 39, вып. 12, 2005
- [53] J. Everts, Jo Das, J. Van den Keybus, M. Germain, J. Driesen: *GaN-Based Power Transistors for Future Power Electronic Converters*.  
[https://lirias.kuleuven.be/bitstream/123456789/268624/1/PaperYRS2010\\_JordiEverts.pdf](https://lirias.kuleuven.be/bitstream/123456789/268624/1/PaperYRS2010_JordiEverts.pdf)
- [54] M. Briere: *GaN based power devices: cost effective revolutionary performance*. Power Electronics Europe, Issue 7, 2008.
- [55] J. Shealy, J. Smart, M Poulton, R. Sadler, D. Grider, S. Gibb, B. Hosse, B. Sousa, D. Halchin, V. Steel, P. Garber, P. Wilkerson, B. Zaroff, J. Dick, T. Mercier, J. Bonaker, M. Hamilton, C. Greer, M. Isenhour: *Gallium nitride (GaN) HEMT's: progress and potential for commercial applications*. GaAs IC Symposium, pp. 243-246, Oct. 2002
- [56] A. Pérez-Tomás, M. Placidi, N. Baron, S. Chenot, Y. Cordier, J. C. Moreno, J. Millán, P. Godignon: *2DEG HEMT mobility vs inversion channel MOSFET mobility*. Silicon Carbide and related materials 2009, pp. 1207-1210, Trans Tech Publications
- [57] N.-Q. Zhang, B. Moran, S. P. DenBaars, U. K. Mishra, X. W. Wang, T. P. Ma: *Effects of surface traps on breakdown voltage and switching speed of GaN power switching HEMTs*. 2001. IEDM Technical Digest. International , pp.25.5.1-25.5.4, 2001
- [58] N. Ikeda, Y. Niiyama , H. K ambayashi , Y. Sato, T. Nomura, S Kato, S. Yoshida: *GaN power transistors on Si substrates for switching applications*. Proceedings of the IEEE , Vol. 98, No. 7, July 2010
- [59] A. Sozza, C. Dua, E. Morvan, M. A. diForte-Poisson, S. Delage, F. Rampazzo, A. Tazzoli, F. Danesin, G. Meneghesso, E. Zanoni, A. Curutchet, N. Malbert, N. Labat, B. Grimberty, J.-C. De Jaeger: *Evidence of traps creation in*

- GaN/AlGaN/GaN HEMTs after a 3000 hour on-state and off-state hot-electron stress.* IEDM Technical Digest, IEEE International, Electron Devices Meeting, 2005
- [60] R. Vetury, N. Q. Zhang, S. Keller, U. K. Mishra: *The impact of surface states on the DC and RF characteristics of AlGaN/GaN HFETs.* IEEE Transactions on electron devices, Vol. 48, No. 3, March 2001
- [61] J. Lim, Y.-H. Choi, K.-H. Cho, J. Lee, W. Jo, M.-K. Han: *1.4 kV AlGaN/GaN HEMTs employing As+ Ion implantation on SiO<sub>2</sub> passivation layer.* Power Electronics Specialists Conference (PESC), pp. 88-91, 15-19 June 2008
- [62] B. Lu, T. Palacios, D. Risbud, S. Bahl, D. I. Anderson: *Extraction of dynamic on-resistance in GaN transistors under soft- and hard-switching conditions.* Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS), IEEE, Oct. 2011
- [63] G. Meneghesso, G. Verzellesi, R. Pierobon, F. Rampazzo, A. Chini, U. K. Mishra, C. Canali, E. Zanoni: *Surface-Related Drain Current Dispersion Effects in AlGaN-GaN HEMTs.* IEEE transactions on electron devices, Vol. 51, No. 10, October 2004
- [64] G. Meneghesso, F. Rampazzo, P. Kordos, G. Verzellesi, E. Zanoni: *Current collapse and high-electric-field reliability of unpassivated GaN/AlGaN/GaN HEMTs.* IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 53, No. 12, December 2006
- [65] N. Badawi, O. Hilt, E. Bahat-Treide, S. Dieckerhoff, H.-J. Würfl: *Switching characteristics of 200V normally-off GaN HEMTs.* PCIM Europe 2013, 14 – 16 May, Nuremberg
- [66] Y. Ma: *EPC GaN Transistor Application Readiness: Phase Three Testing.* EPC Application Note, 2010, [http://epc-co.com/epc/documents/product-training/EPC\\_Phase\\_Three\\_Rel\\_Report.pdf](http://epc-co.com/epc/documents/product-training/EPC_Phase_Three_Rel_Report.pdf)
- [67] S. Sadakuni, J. Murata, K. Yagi, Y. Sano, K. Arima, A. Hattori, T. Okamoto: *Influence of the UV light intensity on the photoelectrochemical planarization technique for Gallium Nitride.* Silicon Carbide and related materials 2009, pp. 795-798, Trans Tech Publications
- [68] T. Morita, M. Yanagihara, H. Ishida, M. Hikita, K. Kaibara, H. Matsuo, Y. Uemoto, T. Ueda, T. Tanaka, D. Ueda: *650V 3.1mΩcm<sup>2</sup> GaN-based monolithic bidirectional switch using normally-off gate injection transistor.* Tech. Digest, pp. 865-868, IEDM 2007
- [69] Y. Uemoto, T. Morita, A. Ikoshi, H. Umeda, H. Matsuo, J. Shimizu, M. Hikita, M. Yanagihara, T. Ueda, T. Tanaka, D. Ueda: *GaN monolithic inverter IC using normally-off gate injection transistors with planar isolation on Si Substrate.* Tech. Digest, pp. 165-168, IEDM 2009
- [70] O. Hilt, A. Knauer, F. Brunner, E. Bahat-Treidel, J. Würfl: *Normally-off AlGaN/GaN HFET with p-type GaN Gate and AlGaN Buffer.* Proceedings of the 22<sup>nd</sup> International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs, Hiroshima, pp. 347-350, 2010
- [71] T. Morita, S. Tamura, Y. Anda, M. Ishida, Y. Uemoto, T. Ueda, T. Tanaka, D. Ueda: *99.3% Efficiency of three-phase inverter for motor drive using GaN-based gate injection transistors.* Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE, pp. 481-484, 6-11 March 2011

- [72] Cherif Assad, Herve Mureau: *GaN-over-Si: The Promising Technology for Power Electronics in Automotive*. CIPS 2012, 6. – 8. März 2012, Nürnberg
- [73] Y. Uemoto, M. Hikita, H. Ueno, H. Matsuo, H. Ishida, M. Yanagihara, T. Ueda, T. Tanaka, D. Ueda: *Gate Injection Transistor (GIT) - a normally-off AlGaIn/GaN power transistor using conductivity modulation*. IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 54, No. 12, December 2007
- [74] Application Note: *Using enhancement mode GaN-on-silicon power Transistors*. EPC 2011,  
[http://epc-co.com/epc/documents/product-training/Using\\_GaN\\_r4.pdf](http://epc-co.com/epc/documents/product-training/Using_GaN_r4.pdf)
- [75] F. Medjdoub, J. Derluyn, K. Cheng, M. Leys, S. Degroote, D. Marcon, D. Visalli, M. Van Hove, M. Germain, G. Borghs: *Low on-resistance high-breakdown normally-off AlGaIn/GaN/AlGaIn DHFET on Si substrate*. IEEE Device Letters, Vol.31, No. 2, February 2010
- [76] M. Ishida, Y. Uemoto, T. Ueda, T. Tanaka, D. Ueda: *GaN Power Switching Devices*. International Power Electronics Conference (IPEC), pp. 1014-1017, 21-24 June 2010
- [77] N. Kaneko, O. Machida, M. Yanagihara, S. Iwakami, R. Baba, H. Goto, A. Iwabuchi: *Normally-off AlGaIn/GaN HFETs using NiOx gate with recess*. Proc. ISPADS 2009, pp. 25-28
- [78] T. Uesugi, T. Kachi: *Which are the future GaN power devices for automotive applications, lateral structures or vertical structures?* CS MANTECH Conference, May 16th-19th, 2011, Palm Springs, California, USA
- [79] S. Yoshida, M. Masuda, Y. Niiyama, Jiang Li, N. Ikeda, T. Nomura: *288 V-10 V DC-DC Converter Application using AlGaIn/GaN HFETs*. Materials Science Forum Vols. 600-603 (2009) pp. 1321-1324, Online seit 2008/Sep/26: [www.scientific.net](http://www.scientific.net)
- [80] M. A. Khan, M. S. Shur, Q. C. Chen, J. N. Kuznia: *Current-voltage characteristic collapse in AlGaIn/GaN heterostructure insulated gate field effect transistors an high drain bias*. IEEE Electronics Letters, Vol. 30, p. 2175, Dec. 8, 1994
- [81] Z. Fan, C. Lu, A.E. Botchkarev, H. Tang, A. Salvador, O. Aktas, H. Morkoç: *Al-GaN/GaN double heterostructure channel modulation doped field effect transistors (MODFETs)*. IEEE Electronics Letters, 1997, 33, pp. 814-815
- [82] Y.-F. Wu, B. P. Keller, S. Keller, N.X. Nguyen, M. Le, C. Nguyen, T. J. Jenkins, L. T. Kehias, S. P. Denbaars, U. K. Mishra: *High speed and high power AlGaIn/GaN MODFETs*. 55<sup>th</sup> Annual Device Research Conference, 1997, Forth Collins, CO
- [83] R. Gaska, Q. Chen, J. Yang, A. M. Khan, M. S. Shur, A. Ping, I. Adesida: *AlGaIn-GaN heterostructure FETs with offset gate design*. IEEE Electronics Letters, 1997, 33, pp. 1255-1257
- [84] N. Z. Yahaya, K. M. Begam, M. Awan: *A review on VHF power electronics converter and design issues*. Engineering Letters, Vol. 16, No. 3 , p. 288-293, 2008
- [85] J. H. Leach, C. Y. Zhu, M. Wu, X. Ni, X. Li: *Degradation in InAlN/GaN-based heterostructure field effect transistors: role of hot phonons*. Applied Physics Letters, Vol. 95, No. 22, pp.223504, December 2009

- 
- [86] D. Maier, M. Alomari, N. Grandjean, J.-F. Carlin, M.-A. di Forte-Poisson, C. Dua, A. Chuvilin, D. Troadec, C. Gaquière, U. Kaiser, S. L. Delage, E. Kohn: *Testing the Temperature Limits of GaN-Based HEMT Devices*. IEEE Transactions on device and materials reliability, Vol. 10, No. 4, December 2010
- [87] M. Kočan: *AlGaIn/GaN MBE 2DEG heterostructures: interplay between surface-, Interface- and device-properties*. Dissertation, Rheinisch-Westfälischen Technischen Hochschule Aachen, 2003
- [88] W. Saito, T. Nitta, Y. Kakiuchi, Y. Saito, T. Noda, H. Fujimoto, A. Yoshioka, T. Ohno: *Influence of electric field upon current collapse phenomena and reliability in high voltage GaN-HEMTs*. Proceedings of the 22<sup>nd</sup> International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs, Hiroshima, 2010
- [89] H. Kambayashi, S. Kamiya, N. Ikeda, J. Li, S. Kato, S. Ishii, Y. Sasaki, S. Yoshida, M. Masuda: *Improving the performance of GaN power devices for high breakdown voltage and high temperature operation*. Furukawa Review, No. 29, 2006
- [90] N. Ikeda, S. Kaya, J. Li, T. Kokawa, M. Masuda, S. Katoh: *High-power AlGaIn/GaN MIS-HFETs with field-plates on Si substrates*. Proc. ISPSD 2009, Barcelona, pp. 251-254, 2009
- [91] S. Yoshida: *AlGaIn/GaN Power FET*.  
[http://www.furukawa.co.jp/review/fr021/fr21\\_02.pdf](http://www.furukawa.co.jp/review/fr021/fr21_02.pdf)
- [92] H. Ueda, M. Sugimoto, T. Uesugi, O. Fujishima, T. Kachi: *High current operation of GaN power HEMTs*. Proceedings of the 17<sup>th</sup> International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's, May 23-26, 2005 Santa Barbara, CA
- [93] M. Micovic, N.X. Nguyen, P. Janke, W.4. Wong, P. Hashimoto, L.-M. McCray, C. Nguyen: *GaN/AlGaIn high electron mobility transistors with  $f$  of 110GHz*. IEEE Electronics Letters Online No: 20000270, 4 January 2000
- [94] H. Umeda, A. Suzuki, Y. Anda, M. Ishida, T. Ueda, T. Tanaka, D. Ueda: *Blocking-voltage boosting technology for GaN transistors by widening depletion layer in Si substrates*. IEDM 2010, San Francisco, Conference digest, pp. 480-483
- [95] S. Yoshida, H. Ishii, J. Li, D. Wang, M. Ichikawa: *A high-power AlGaIn / GaN hetero-junction field-effect transistor*. Solid-State Electronic 47, pp. 589-592, 2003
- [96] C. Blake: *GaN Transistors reach the 600V operation plateau*. Power Electronica Technology, June 2011 (Transphorm)
- [97] J. Honea: *Applying high frequency GaN transistors to motor drives*. Bodo's Power Systems, November 2011 (Transphorm)
- [98] Y.-F. Wu , R. Coffie, N. Fichtenbaum, Y. Dora, C. S. Suh, L. Shen, P. Parikh, U. K. Mishra: *Total GaN solution to electrical power conversion*. IEEE Device Research Conference, June 20-21, 2011 (Transphorm)
- [99] A. Lidow, J. Strydom, M. de Rooij, Y. Ma: *GaN transistors for efficient power conversion*. Power Conversion Publications, El Segundo 2012
- [100] J. Lim, Y.-H. Choi, Y.-S. Kim, M.-K. Kim, M.-K. Han: *Energy optimization of As+ Ion implantation on SiO<sub>2</sub> passivation layer of AlGaIn/GaN HEMTs*. Silicon Carbide and related materials 2009, pp. 1223-1226, Trans Tech Publications

- [101] A. Fontserè, A. Pérez-Tomás, V. Banu, P. Godignon, J. Millán, H. De Vleeschouwer, J. M. Parsey, P. Moens: *A HfO<sub>2</sub> based 800V/300°C Au-free AlGaIn/GaN-on-Si HEMT Technology*. Proceedings of the 2012 24th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs 3-7 June 2012 - Bruges, Belgium
- [102] L. Shen, S. Heikman, B. Moran, R. Coffie, N.-Q. Zhang, D. Buttari, I. P. Smorchkova, S. Keller, S. P. DenBaars, U. K. Mishra: *AlGaIn/AlN/GaN high-power microwave HEMT*. IEEE Electron Device Letters, Vol. 22, No. 10, October 2001
- [103] A. Koudymov, X. Hu, K. Simin, G. Simin, M. Ali, J. Yang, M. Asif Khan: *Low-loss high power RF switching using multifinger AlGaIn/GaN MOSHFETs*. IEEE Electron Device Letters, Vol. 23, No. 8, August 2002
- [104] EPC Application Note: *The two key differences between using Power MOSFETs and enhancement mode GaN (eGaN®) FETs*.  
<http://epc-co.com/epc/Applications/MOSFETUsers.aspx>
- [105] N. Ikeda, J. Li, S. Kato, M. Masuda, S. Yoshida: *A novel GaN device with thin Al-GaN/GaN heterostructure for high-power applications*. Furukawa Review, No. 29, 2006
- [106] K. S. Boutros, S. Chandrasekaran, W.B. Luo, V. Mehrotra: *GaN switching devices for high-frequency, KW power conversion*. Proceedings of the 18<sup>th</sup> International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's, June 4-8, 2006 Naples
- [107] Y. Dora, A. Chakraborty, L. McCarthy, S. Keller, S. P. Den Baars, U.K. Mishra: *High breakdown voltage achieved on AlGaIn/GaN HEMTs with integrated slant field plates*. IEEE Electron Device Letters, Vol. 27, No. 9, pp.713-715, September 2006
- [108] N. Ikeda, J. Li, K. Kato, S. Kaya, T. Kazama, T. Kokawa, Y. Sato, M. Iwami, T. Nomura, M. Masuda, S. Kato: *High-power GaN HFETs on Si Substrate*. Furukawa Review, No. 34, 2008
- [109] Y. Dora, C. Suh, A. Chakraborty, S. Heiman, S. Chandrasekaran,, U. K. Mishra: *Switching characteristics of high-breakdown voltage AlGaIn/GaN HEMTs*. Device Research Conference Digest, 2005. DRC '05. 63<sup>rd</sup>
- [110] Y. Wu, M. Jacob-Mitos, M. L. Moore, S. Heikman: *A 97.8% efficient GaN NEMT boost converter with 300W output power at 1 MHz*. IEEE Device Letters, Vol.29, No. 8, August 2008
- [111] G. Xie, B. Zhang, F. Y. Fu, W. T. Ng: *Breakdown voltage enhancement for GaN high electron mobility transistors*. Proceedings of the 22nd International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs, Hiroshima, pp. 237-240, 6-10 June 2010
- [112] S. Yoshida, H. Ishii: *A high-power GaN-based field-effect transistor for large-current operation*. phys. stat. sol. (a) 188, No. 1, 243–246 (2001)
- [113] N. Ikeda, S. Kaya, J. Li, Y. Sato, S. Kato, S. Yoshida: *High power AlGaIn/GaN HFET with a high breakdown voltage of over 1.8 kV on 4 inch Si substrates and the suppression of current collapse*. Proceedings of the 20th International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's, May 18-22, 2008 Orlando



- 
- [114] N. Ikeda, J. Li, K. Kato, S. Kaya, T. Kazama, T. Kokawa, Y. Sato, M. Iwami, T. Nomura, M. Masuda, S. Kato: *High-power GaN HFETs on Si substrate*. Furukawa Review, No. 34, 2008
- [115] E. Bahat-Treidel, O. Hilt, . Brunner, V. Sidorov, J. Würfl, G. Tränkle: *Al-GaN/GaN/AlGaIn DH-HEMTs breakdown voltage enhancement using multiple grating field plates (MGFPs)*. IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 57, No. 6, June 2010
- [116] G. Simin, J. Wang, X. Hu, J. Yang, Z. Yang, R. Gaska, M. Shur: *Ultra low-loss high power AlGaIn/GaN HFET switches*. Power Electronics Specialists Conference (PESC), pp. 85-87, 15-19 June 2008
- [117] K. S. Boutros, S. Burnham, D. Wong, K. Shinohara, B. Hughes, D. Zehnder, C. McGuire: *Normally-off 5A/1100V GaN-on-silicon device for high voltage applications*. Tech. Digest, pp. 161-163, IEDM 2009, San Francisco
- [118] R. Chu, A. Corrion, M. Chen, R. Li, D. Wong, D. Zehnder, B. Hughes, K. Boutros: *1200V normally-off GaN-on-Si field-effect transistors with low dynamic on-resistance*. IEEE Electron Device Letters, Vol.323, No. 5, May 2011
- [119] D. Floriot, H. Blanck, R. Behtash, F. Bourgeois, P. Brückner, M. Camiade, L. Favede, S. Heckmann, H. Jung, M. Hosch, D. Köhn, b. Lambert, Z. Ouarch, K. Riepe, J. Splettstößer, H. Stieglauer, J. Thorpe, U. Meiners: *GaN Technologies - applications, status and trends*.  
<http://www.armms.org/images/conference/1290682103.pdf>
- [120] X. Xin, J. Shi, L. Liu, K. Swaminathan, M. Pabisz, M.I Murphy, L. F. Eastman, M. Pophristic: *Demonstration of low-leakage- current low-on-resistance 600V 5.5A GaN/AlGaIn HEMT*. IEEE Electron Device Letters, Vol.304, No. 10, October 2009
- [121] *Performance metrics for GaN Systems island technology*. White paper GaN Systems Inc., February 2012
- [122] *GaN power switching transistor with integrated driver*. GaN Systems Inc., March 2013
- [123] T. Oka, T. Nozawa: *AlGaIn/GaN recessed MIS-gate HFET with high-threshold-voltage normally-off operation for power electronics applications*. IEEE Electron Device Letters, Vol. 29, No. 7, July 2008
- [124] H. Miyamoto, H. Shimawaki: *Recent progress in GaN FETs on silicon substrate for switching and RF power applications*. 978-1-4244-7870-5/10 ©2010 IEEE
- [125] M. Kanamura, T. Ohki, T. Kikkawa , K. Imanishi, T. Imada, A. Yamada, N. Hara: *Enhancement-mode GaN MIS-HEMTs with n-GaN/i-AlN/n-GaN triple cap layer and high-k gate dielectrics*. IEEE Electron Device Letters, Vol. 31, No. 3, July 2010
- [126] M. Kuroda, T. Ueda, T. Tanaka: *Nonpoar AlgaN/GaN metal-insulator-semiconductor heterojunction field-effect transistors with a normally-off operation*. IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 57, No. 2, February 2010
- [127] H. Kambayashi, Y. Satoh, S. Otomo, T. Kokowa, T. Nomura, S. Kato, T. P. Chow: *Over 100 A operation normally-off AlGaIn/GaN hybrid MOS-HFET on Si substrate*

- with high-breakdown voltage*. Solid-State Electronics, Vol. 54, No. 6, pp. 660-664, June 2010
- [128] W. Saito, Y. Takada, M. Kuraguchi, K. Tsuda, I. Omura: *Recessed-gate structure approach toward normally-off high-voltage AlGaIn/GaN HEMT for power electronics applications*. IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 53, No. 2, February 2006
- [129] K.-S. Im, J.-B. Ha, K.-W. Kim, J.-S. Lee, D.-S., Kim, S.-H. Hahm, J.-H. Lee: *Normally-off GaN MOSFET based on AlGaIn/GaN heterostructure with extremely high 2DEG density grown on Silicon substrate*. IEEE Device Letters, Vol. 32, No. 3, March 2010
- [130] Y. Uemoto, D. Shibata, M. Yanagihara, H. Ishida, H. Matsuo, S. Nagai, N. Batta, M. Li, T. Ueda, T. Tanaka, D. Ueda: *8300V blocking voltage AlGaIn/GaN power HFET with thick poly-AlN passivation*. Tech. Digest, pp. 861-864, IEDM 2007
- [131] W. B. Lanford, T. Tanak, Y. Otoki, I. Adesida: *Recessed-gate enhancement-mode GaN HEMT with high threshold voltage*. Electronics Letters, Vol. 41, No. 7, 31<sup>st</sup> March 2005
- [132] K. Ota, K. Endo, Y. Okamoto, Y. Ando, H. Miyamoto, H. Shimawaki: *A normally-off GaN FET with high threshold voltage uniformity using a novel piezo neutralization technique*. Conference Digest, pp. 153-156, IEDM 2009, San Francisco
- [133] O. Hilt, F. Brunner, E. Cho, A. Knauer, E. Bahat-Treidel, J. Würfl: *Normally-off High-Voltage p-GaN Gate GaN HFET with Carbon-Doped Buffer*. Proceedings of the 23rd International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's, May 23-26, 2011 San Diego, CA
- [134] I. Hwang, H. Choi, J.-W. Lee, H.-S. Choi, J. Kim, J- Ha, C.-Y. Um, S.-K., Hwang, J. Oh, J.-Y. Kim, J. K. Shin, Y. Park, U. Chung, I.-K. Yoo, K. Kim: *1.6kV, 2.9 mΩ cm<sup>2</sup> Normally-off p-GaN HEMT Device*. Proceedings of the 2012 24th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs 3-7 June 2012, Bruges
- [135] E. Bahat-Treidel, O. Hilt, F. Brunner, J. Würfl, G. Tränkle: *Punch through-voltage enhancement of AlGaIn/GaN HEMT using AlGaIn double heterojunction confinement*. IEEE Trans. on El. Dev., Vol. 55, No. 12, pp. 3354-3359, December 2008
- [136] S. L. Colino, R. A. Beach: *Fundamentals of Gallium Nitride power transistors*. EPC Application Note, [http://epc-co.com/epc/documents/product-training/Appnote\\_GaNfundamentals.pdf](http://epc-co.com/epc/documents/product-training/Appnote_GaNfundamentals.pdf)
- [137] E. Bahat-Treidel, F. Brunner, O. Hilt, E. Cho, J. Würfl, G. Tränkle: *AlGaIn/GaN/GaN:C back-barrier HFETs with breakdown voltage of over 1 kV and low  $R_{on}$  x A*. IEEE, Trans. on El. Dev., Vol. 57, No. 11, pp. 3050-3058, November 2010
- [138] O. Hilt, E. Bahat-Treidel, E. Cho, S. Singwald, J. Würfl: *Impact of Buffer Composition on the Dynamic On-State Resistance of High-Voltage AlGaIn/GaN HFETs*. Proceedings of the 2012 24th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs 3-7 June 2012, Bruges
- [139] M. Germain at al.: *GaN-on-Si for power conversion*. Proc. CS MANTECH 2010, pp. 225-228

- 
- [140] Y. Cai, A. Zhou, K. May Lau, K. J. Chen: *Control of threshold voltage of AlGaIn/GaN HEMTs by fluoride-based plasma treatment: from depletion mode to enhancement mode*. IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 53, No. 9, September 2006
- [141] Y. Cai, Y. Zhou, K. J. Chen, K. M. Lau: *High-performance enhancement-mode AlGaIn/GaN HEMTs using fluoride-based plasma treatment*. IEEE Electron Device Letters, Vol. 26, No. 7, July 2006
- [142] X. Hu, G. Simin, J. Yang, M. Asif, Khan, R. Gaska, M. S. Shur: *Enhancement mode AlGaIn/GaN HFET with selectively grown pn junction gate*. Electronics Letters, Vol. 36, No. 8, April 2000
- [143] D. Ueda, T. Murata, M. Hikita, S. Nakazawa, M. Kuroda, H. Ishida, M. Yanagihara, K. Inoue, T. Ueda, Y. Uemoto, T. Tanaka, T. Egawa: *AlGaIn/GaN devices for future power switching systems*. IEDM Technical Digest. IEEE International Electron Devices Meeting, 2005
- [144] D. Jin and Jesús A. del Alamo: *Mechanisms responsible for dynamic ON-resistance in GaN high-voltage HEMTs*. Proceedings of the 2012 24th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs 3-7 June 2012, Bruges
- [145] N. Kaminski, O. Hilt: *Sic and GaN devices – competition or coexistence?* CIPS 2012, 6. - 8. März 2012, Nürnberg
- [146] A. Bindra: *Summit showcases GaN developments for improving EVs, lighting and solar*. How2Power Today, Apr 2013
- [147] A. Bindra: *GaN Power Devices Transition To Production Phase*. How2Power Today, June 2013
- [148] Y. Niiyama, H. Kambayashi, S. Ootomo, T. Nomura, S. Kato, T. P. Chow: *Over 1500V/2A operation of GaN RESURF-MOSFETs on sapphire substrate*. Electronics Letters, Vol. 45, No. 7, 26<sup>th</sup> March 2009 (Furukawa)
- [149] E. Sönmez, U. Heinle, M. Kunze, I. Daumiller: *Efficient GaN products for 600V operation*. PCIM Europe 2011, 17-19 May 2011
- [150] E. Sönmez, U. Heinle, I. Daumiller, M. Kunze: *Efficient power electronics for the price of Silicon-3D-GaN technology for GaN-on-Silicon (MicroGaN)*. PCIM Europe 2012, 8. – 10. Mai 2012, Nürnberg
- [151] M. Briere: *The status of 600 V GaN on Si based power device: Development at International Rectifier*. PCIM Europe 2013, 14. – 16. Mai 2013, Nürnberg
- [152] U. Mishra, Y. Wu: *Latest high voltage GaN devices for inverters*. PCIM Europe 2013, 14. – 16. Mai 2013, Nürnberg
- [153] R. Mitova, A. Dentela, M. X. Wang, R. Ghosh, U. Mhakar, D. Klikic: *Half bridge inverter with 600 V GaN power switches*. PCIM Europe 2013, 14. – 16. Mai 2013, Nürnberg
- [154] X. Huang, Z. Liu, Q. Li, f. C. Lee: *Evaluation and application of 600V GaN HEMT in cascode structure*. APEC 2013, 17. – 21. März 2013, Long Beach, CA, USA
- [155] J. Shepard: *Normally-off GaN gathers growing interest during PCIM Europe*. Bodo's Power Systems® July 2014, p. 22 - 23

- [156] J. Roberts, A. Mizan, G. Haynes: *Lateral GaN transistors - high density layout techniques*. PCIM Europe 2013, 14. – 16. Mai 2013, Nürnberg
- [157] G. Patterson: *Development of GaN switching for efficient converters*. PCIM Europe 2013, 14. – 16. Mai 2013, Nürnberg
- [158] A. Lidow: *GaN - the new frontier for power conversion*. Bodo's Power Systems® June 2010
- [159] Y. Ma: *Gallium nitride transistors prove ready for general commercial use*. Bodo's Power Systems® June 2011
- [160] J. Worman, Y. Ma: *Thermal Performance of EPC eGaN™ FETs*. EPC Application Note 2011
- [161] A. Lidow: *Second generation eGaN™ FETs are lead free and offer improved performance*. Application Note EPC, 2011
- [162] A. Lidow, J. Strydom, M. de Rooij: *Driving eGaN™ FETs in high performance power conversion systems*. PCIM Asia 2011, 21-23 June 2011
- [163] A. Lidow, J. Brandon Wicher, K. Smalley: *Enhancement mode gallium nitride (eGaN™) FET characteristics under long term stress*.  
<http://epc-co.com/epc/documents/papers/GOMAC%20Paper%202012.pdf>
- [164] A. Lidow, J. Strydom, M. de Rooij, Y. Ma: *GaN Transistors for efficient power conversion*. Power Conversion Publications, El Segundo 2012
- [165] A. Lidow, J. Strydom, D. Reusch, M. de Rooij: *GaN of silicon technology, devices and applications*. PCIM Europe 2013, 14. – 16. Mai 2013, Nürnberg
- [166] eGaN FET datasheet: *EPC2010 – enhancement mode power transistor*.  
<http://datasheet.elcodis.com/pdf2/64/67/646791/epc2010.pdf>, 2013
- [167] eGaN FET preliminary specification sheet: *EPC2025 – enhancement mode power transistor*.  
[http://epc-co.com/epc/documents/datasheets/EPC2025\\_preliminary.pdf](http://epc-co.com/epc/documents/datasheets/EPC2025_preliminary.pdf), 2014
- [168] A. Lidow: *Can gallium nitride replace silicon?* Power Electronics Europe, Issue 2, pp. 30-33, 2010
- [169] Mark J. Scott, Jinzhu Li, Jin Wang: *Applications of Gallium Nitride in power electronics*. Power and Energy Conference at Illinois (PECI), 2013 IEEE
- [170] Mark J. Scott, Jinzhu Li, Jin Wang, Ke Zou, Chingchi Chen, Ming Su Lihua Chen: *A Gallium-Nitride switched-capacitor circuit using synchronous rectification*. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE
- [171] D. C. Reusch: *High frequency, high power density integrated point of load and bus converter*. Dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State university, Blacksburg, 2012
- [172] B. Yang, J. Zhang: *Effect and utilization of common source inductance in synchronous rectification*. Proc. IEEE APEC 2005, vol. 3, pp.1407 – 1411

- 
- [173] G. Nöbauer, D. Ahlers, J. Ruiz-Sevillano: *A method to determine parasitic inductances in buck converter topologies*. Application Note, Infineon Technologies AG, June 2004
- [174] D. Jauregui, B. Wang, R. Chen: *Power loss calculation with common source inductance consideration for synchronous buck converters*. Texas Instruments, Application Report, July 2011
- [175] J. Klein: *Synchronous buck MOSFET loss calculations made easy*. Fairchild Semiconductor, Application Note, December 2002
- [176] J. Dreikorn: *Scherung und Linearisierung*. Kaschke KG Göttingen, 2004, [http://www.jakscha.de/tl\\_files/Downloads/scherung\\_und\\_linearisierung.pdf](http://www.jakscha.de/tl_files/Downloads/scherung_und_linearisierung.pdf)
- [177] H. Rossmanith, M. Doebroenti, M. Albach, D. Exner: *Measurement and characterization of high frequency losses in nonideal litz wires*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, No. 11, November 2011
- [178] Zacharias, P. (Hrsg.): *Use of Electronic-Based Power Conversion for Distributed and Renewable Energy Sources*. ISET Kassel Eigenverlag
- [179] *Large Size Ferrite Cores for high Power, Summary*. TDK, November 2010
- [180] J. Dreikorn: *Klassifizierung weichmagnetischer Ferritwerkstoffe*. Kaschke KG, 2003, [http://www.jakscha.de/tl\\_files/Downloads/klassifizierung\\_ferrite.pdf](http://www.jakscha.de/tl_files/Downloads/klassifizierung_ferrite.pdf)
- [181] *Soft Ferrits*. Ferroxcube, <http://www.ferroxcube.com/prod/assets/sfintro.pdf>
- [182] M. Wendt, P. Zacharias: *Einsatz von GaN-Transistoren in DC-DC-Wandlern kleiner Leistungen*. VDE Workshop „Schaltungstechnik für GaN-Bauelemente in der Leistungselektronik“, Berlin, November 2013
- [183] G. Laimer, J. W. Kolar: *Accurate measurement of the switching losses of ultra high switching speed CoolMOS power transistor / SiC diode combination employed in unity power factor PWM rectifier systems*. PCIM Europe, 14. – 16. Mai 2002, Nürnberg
- [184] P. Hofer-Noser, N. Karrer: *Hochdynamische Stromerfassung in der Leistungselektronik*. [http://link.springer.com/content/pdf/10.1007%2F3-540-31735-X\\_13.pdf](http://link.springer.com/content/pdf/10.1007%2F3-540-31735-X_13.pdf)
- [185] J. A. Ferreira, W. A. Cronje, W. A. Relihan: *Integration of high frequency current shunts in power electronics circuits*. IEEE transactions on power electronics, Vol. 10, January 1995
- [186] M. Danilovic, Z. Chen, R. Wang, F. Luo, D. Boroyevich, P. Mattavelli: *Evaluation of the switching characteristics of a gallium-nitride transistor*. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE
- [187] C. Müller, R. Bayerer: *Low-inductive inverter concept by 200A/1200V half bridge in an Easy PACK 2B – following strip-line design*. CIPS 2014, February 2014, Nürnberg
- [188] E. Hoene, A. Ostmann, B. H. Lai, c. Marczok, A. Müsing, J. W. Kolar: *Ultra-low-inductance power module for fast switching semiconductors*. PCIM Europe 2013, 14. – 16. May 2013, Nürnberg

- [189] Application Note: *Development board EPC9003 Quick start guide. 200V half-bridge with gate drive*. EPC 2011,  
[http://epc-co.com/epc/documents/guides/EPC9003\\_qsg.pdf](http://epc-co.com/epc/documents/guides/EPC9003_qsg.pdf)
- [190] A. Van den Bossche, V. Cekov Valchev: *Inductors and transformers for power electronics*. CRC Press, 1 edition, March 2005
- [191] D. Reusch, J. Strydom: *Understanding the Effect of PCB Layout on Circuit Performance in a High Frequency Gallium Nitride Based Point of Load Converter*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, No. 4, April 2014
- [192] W. Saito, T. Nitta, Y. Kakuichi, Y. Saito, K. Tsuda, I. Omura, M. Yamaguchi: *Suppression of dynamic on-resistance increase and gate charge measurements in high-voltage GaN-HEMTs with optimized field-plate structure*. IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 54, No. 8, August 2007

## Abbildungsverzeichnis

Abb. 2. 1	Schematischer Bandverlauf eines Heteroübergangs zwischen n-AlGaN und i-GaN vor und nach Einstellung des thermischen Gleichgewichts	8
Abb. 2. 2	Quantenmechanische Darstellung des Potentialtopfs und Bildung des 2DEG	9
Abb. 2. 3	Schematische Darstellung der spontanen und piezoelektrischen Polarisierungen und Bildung des 2DEG	10
Abb. 2. 4	Normally-on AlGa <sub>N</sub> -Ga <sub>N</sub> Transistor leitet bei $U_{gs} = 0$ (links), bei positiver Gate-Source Spannung steigt der Strom durch die zusätzlich injizierten Elektronen (rechts)	12
Abb. 2. 5	Normally-on AlGa <sub>N</sub> -Ga <sub>N</sub> Transistor bei negativer Gate-Source Spannung	13
Abb. 2. 6	Normally-off AlGa <sub>N</sub> -Ga <sub>N</sub> Transistor sperrt bei $U_{gs} = 0$ (links), bei einer Gate-Source Spannung $U_{gs} > U_{th}$ ist der Kanal komplett offen und der Transistor leitet (rechts)	13
Abb. 2. 7	Normally-off AlGa <sub>N</sub> /Ga <sub>N</sub> Transistor im Rückwärtsbetrieb	13
Abb. 3.1	Zusammensetzung des Bahnwiderstands in einem Ga <sub>N</sub> -HFETs	16
Abb. 3.2	Struktur eines klassischen Ga <sub>N</sub> -basierten Transistors mit AlGa <sub>N</sub> /Ga <sub>N</sub> -Heterostruktur	20
Abb. 3.3	Strukturen der AlGa <sub>N</sub> /Ga <sub>N</sub> -MOSHFETs mit SiO <sub>2</sub> -isolierten Gates	21
Abb. 3.4	AlGa <sub>N</sub> /Ga <sub>N</sub> -MOSHFETs mit doppelt-isoliertem Gate	21
Abb. 3.5	Struktur eines AlGa <sub>N</sub> /Ga <sub>N</sub> HFETs mit einer AlN-Anpassungs-Isolationsschicht	22
Abb. 3.6	Struktur eines AlGa <sub>N</sub> /Ga <sub>N</sub> -Transistors mit überlappendem Gate	22
Abb. 3.7	AlGa <sub>N</sub> /Ga <sub>N</sub> -HEMTs mit einer Standard-Feldplatte und einer MGFP-Feldstruktur	23
Abb. 3.8	AlGa <sub>N</sub> /Ga <sub>N</sub> -HEMT mit erweiterten Feldplattenstrukturen	24
Abb. 3.9	HEMTs mit isoliertem Gate und mit doppelt isoliertem Gate	24
Abb. 3.10	AlGa <sub>N</sub> / Ga <sub>N</sub> -HEMT mit Gate-Absenkung und PNT	25
Abb. 3.11	AlGa <sub>N</sub> /Ga <sub>N</sub> -Transistor mit einem p-dotiertem Halbleitergate	25
Abb. 3.12	AlGa <sub>N</sub> /Ga <sub>N</sub> -HEMT mit zwei Heteroübergängen	26
Abb. 3.13	Schematische Darstellung eines „virtuellen“ Gates im Ga <sub>N</sub> -Transistor	27
Abb. 4.1	Abhängigkeit des Drain-Stroms $I_d$ von der Gate-Source-Spannung (EPC2010) bei unterschiedlichen Betriebstemperaturen	34

Abb. 4.2	Statischer Gatestrom als Funktion der Gate-Source-Spannung (EPC2010) bei unterschiedlichen Betriebstemperaturen	35
Abb. 4.3	Abhängigkeit des Leckstroms $I_d$ von der angelegten Drain-Source-Spannung (EPC2010) bei unterschiedlichen Betriebstemperaturen	36
Abb. 4.4	Drain-Source-Spannung während des Einschaltvorgangs eines EPC 2010 bei verschiedenen Strömen	36
Abb. 4.5	Spannungsverlauf beim Ausschaltvorgang eines EPC 2010 bei verschiedenen Strömen	37
Abb. 4.6	Synchron-Tiefsetzsteller-Testschaltung mit parasitären Elementen	38
Abb. 4.7	Ersatzschaltbild eines eGaN <sup>®</sup> FETs im ausgeschalteten Zustand	39
Abb. 4.8	Ersatzschaltbild eines eGaN <sup>®</sup> FETs im eingeschalteten Zustand	40
Abb. 4.9	Linearisierte Schaltzustände beim Einschalten ohne Berücksichtigung der parasitären Induktivitäten	41
Abb. 4.10	Linearisierte Schaltzustände beim Ausschalten ohne Berücksichtigung der parasitären Induktivitäten	41
Abb. 4.11	Abhängigkeiten (nachgebildet und gefittet) des Drains-Stroms von der Drain-Source-Spannung	43
Abb. 4.12	Schaltung zur Untersuchung des Schaltverhaltens von Halbleitern	43
Abb. 4.13	Spannungs- und Stromverläufe während des Einschaltvorgangs eines 600 V GaN-basierten HFETs und eines 700 V CoolMOS	44
Abb. 4.14	Simulationsschaltung der Schaltvorgänge des oberen Transistors	44
Abb. 4.15	Abhängigkeit der Ausgangskapazität von der Drain-Source-Spannung	45
Abb. 4.16	Darstellung des Strompfades im Tiefsetzsteller mit zwei eGaN FETs, wenn der Transistor $T_1$ im eingeschalteten und $T_2$ im ausgeschalteten Zustand sind	45
Abb. 4.17	Vergleich des simulierten Zeitverlaufs der Spannung $U_c$ mit dem gemessenen Spannungsverlauf bei 3 A während der Einschaltphase des Transistors $T_1$	46
Abb. 4.18	Simulierte Strom-Spannungsabhängigkeit beim Einschalten des oberen EPC2010 Transistors $T_1$	47
Abb. 4.19	Vergleich des simulierten Zeitverlaufs der Spannung $U_c$ mit dem gemessenen Spannungsverlauf bei 3 A während der Ausschaltphase des Transistors $T_1$	47
Abb. 4.20	Darstellung des Strompfades im Tiefsetzsteller mit zwei eGaN FETs während der Totzeit, nachdem der Transistor $T_1$ bereits ausgeschaltet ist	48
Abb. 4.21	Ersatzschaltbild des Transistors $T_2$ während der Totzeit $t_{TZ(f)}$	48
Abb. 4.22	Stromabhängigkeit der Zeit des Entladevorgangs des unteren Transistors $T_2$ während der Totzeit $t_{TZ(r)}$	50



---

Abb. 4.23	Darstellung des Strompfades im Tiefsetzsteller mit zwei eGaN FETs, wenn der Transistor $T_1$ im ausgeschalteten und $T_2$ im eingeschalteten Zustand sind	50
Abb. 4. 24	Ersatzschaltbilder des angesteuerten Einschaltvorgangs des unteren Transistors $T_2$	51
Abb. 4.25	Darstellung des Strompfades im Tiefsetzsteller mit zwei eGaN FETs während der Totzeit, nachdem der Transistor $T_2$ ausgeschaltet ist	51
Abb. 4.26	Statische Verluste in beiden GaN-Transistoren in einem Synchron-Tiefsetzsteller bei verschiedenen Strömen und Tastverhältnissen	53
Abb. 4.27	Linearisierte Schaltzustände beim Ein-und Ausschalten eines Schalters	54
Abb. 4.28	Totzeiten in der untersuchten Schaltung	58
Abb. 4.29	Abhängigkeit der dynamischen Verlustenergien vom Strom und von der Spannung	59
Abb. 4.30	Abhängigkeiten der dynamischen Verlustenergien vom $R_{gate\ on}$ und $R_{gate\ off}$	59
Abb. 4.31	Gesamte normierte dynamische Verlustenergien in einem Synchron-Tiefsetzsteller	60
Abb. 4.32	Gesamte normierte dynamische Verluste in einem Synchron-Tiefsetzsteller	60
Abb. 5.1	Wabenwickel-(Korb)spule	64
Abb. 5.2	Kreuzwickelspulen mit unterschiedlichen Induktivitätswerten	65
Abb. 5.3	Frequenzabhängigkeit der Induktivität der untersuchten Luftspulen im Frequenzbereich 100 kHz bis 500 kHz	65
Abb. 5.4	Eigenresonanzfrequenz der untersuchten Luftspulen	65
Abb. 5.5	Güte der untersuchten Luftspulen	66
Abb. 5.6	Stromverdrängung durch Skin-Effekt	68
Abb. 5.7	Stromverdrängung durch Proximity-Effekt zwei benachbarter Leiter	69
Abb. 5.8	Proximity-Effekt-Verlustleistung in Abhängigkeit von der Eindringtiefe	70
Abb. 5.9	Dimensionale Resonanz vs. Frequenz	72
Abb. 5.10	Definition der Abmessungen für einen Ringkern	75
Abb. 5.11	Effektivlänge (annähernd)	76
Abb. 5.12	Erläuterung zur Berechnung der exakten Effektivlänge	76
Abb. 5.13	Abhängigkeit des Koeffizienten $k_N$ bzw. der Windungszahl von den Parametern $a$ und $b$	78
Abb. 5.14	Abhängigkeit des Koeffizienten $k_V$ bzw. des Volumens von den Parametern $a$ und $b$	79

Abb. 5.15	Veranschaulichung des Begriffs Füllfaktor	80
Abb. 5.16	Graphische Erläuterung zur Berechnung des Füllfaktors	80
Abb. 5.17	Abhängigkeit der maximalen Windungszahl vom Innenradius des magnetischen Kerns bei oben festgelegten Randbedingungen für Füllfaktor und Durchmesser	81
Abb. 5.18	Abhängigkeit der Windungszahl von der Permeabilität des Kernmaterials bei unterschiedlichen Innenradien des magnetischen Kerns ( $f = 100 \text{ kHz}$ , $L = 500 \text{ } \mu\text{H}$ )	82
Abb. 5.19	Abhängigkeit der Windungszahl von der Permeabilität des Kernmaterials bei Innenradien des magnetischen Kerns von 7 mm und 10 mm für Frequenzen von 100 kHz bis 500 kHz	83
Abb. 5.20	Abhängigkeit der Windungszahl von der Permeabilität des Kernmaterials bei unterschiedlichen Innenradien des magnetischen Kerns und der magnetischen Sättigungsinduktion von 300 mT ( $f = 100 \text{ kHz}$ , $L = 500 \text{ } \mu\text{H}$ )	84
Abb. 5.21	Abhängigkeit der Windungszahl von der Permeabilität des Kernmaterials bei unterschiedlichen Innenradien des magnetischen Kerns und der magnetischen Sättigungsinduktion von 300 mT ( $f = 200 \text{ kHz}$ , $L = 250 \text{ } \mu\text{H}$ )	85
Abb. 5.22	Abhängigkeit der Windungszahl von der Permeabilität des Kernmaterials bei unterschiedlichen Innenradien des magnetischen Kerns und der magnetischen Sättigungsinduktion von 300 mT ( $f = 300 \text{ kHz}$ , $L = 167 \text{ } \mu\text{H}$ )	86
Abb. 5.23	Abhängigkeit der Windungszahl von der Permeabilität des Kernmaterials bei unterschiedlichen Innenradien des magnetischen Kerns und der magnetischen Sättigungsinduktion von 300 mT ( $f = 400 \text{ kHz}$ , $L = 125 \text{ } \mu\text{H}$ )	86
Abb. 5.24	Abhängigkeit der Windungszahl von der Permeabilität des Kernmaterials bei unterschiedlichen Innenradien des magnetischen Kerns und der magnetischen Sättigungsinduktion von 300 mT ( $f = 500 \text{ kHz}$ , $L = 100 \text{ } \mu\text{H}$ )	87
Abb. 5.25	Zusammenhang zwischen der der Eigenresonanzfrequenz und der Schaltfrequenz bei verschiedenen magnetischen Materialien	89
Abb. 5.26	Abhängigkeit der Güte von der Frequenz bei verschiedenen Drosseln mit vergleichbaren Induktivitäten. Links: ca. 168 $\mu\text{H}$ bis 176 $\mu\text{H}$ . Recht: ca. 129 $\mu\text{H}$ bis 133 $\mu\text{H}$	90
Abb. 5.27	Vergleich verschiedener Spitzen-HF-Leistungsferrite bei derselben Verlustdichte	91
Abb. 5.28	Abhängigkeit des Füllfaktors bzw. des Leistungsgewinns vom Einzel-Drahtdurchmesser bei einem gegebenen Spulenkörper	92
Abb. 5.29	Abhängigkeit des Füllfaktors von der Frequenz	93

---

Abb. 5.30	Verhältnis zwischen der Leistung gegenüber der Leistung mit Volldraht bei 100 kHz	93
Abb. 6.1	Getestete Synchron-Tiefsetzsteller-Schaltung	102
Abb. 6.2	Schematische Darstellung des Kalorimeters für die Verlustleistungsmessungen in der Speicherdrossel	103
Abb. 6.3	Kalorimeter für die Verlustmessungen in den Speicherdrosseln mit Sensoren und entsprechenden Anschlüssen, mit Lüfter und einem Testobjekt	104
Abb. 6.4	Teststand zur Untersuchung der Verlustleistungen mit kalorimetrischer Methode	104
Abb. 6.5	Kontakt- und Leitungswiderstände im Leistungskreis	106
Abb. 6.6	Modellierte Stromverteilung	107
Abb. 6.7	In HF-Kondensatoren simulierter Strom beim Einschalten des oberen Transistors	108
Abb. 6.8	Frequenzabhängigkeit des Ersatzserienwiderstands von HF-Kondensatoren (330 nF)	108
Abb. 6.9	Wirkungsgrad als Funktion der Schaltfrequenz bei unterschiedlichen Ausgangsleistungen mit zwei Drosseln (MPP, 175 $\mu$ H, OD 24 mm und MPP, 533 $\mu$ H, OD 36 mm)	110
Abb. 6.10	Wirkungsgrad bei zwei Ausgangsleistungen und drei Drosseln (MPP, 533 $\mu$ H, OD 36 mm, KoolMy, 300 $\mu$ H, OD 28 mm und 3C20, 297 $\mu$ H, OD 26 mm)	110
Abb. 6.11	Wirkungsgrad als Funktion der Schaltfrequenz bei unterschiedlichen Ausgangsleistungen mit zwei Speicherdrosseln (AmoFlux, 270 $\mu$ H, OD 23 und 275 $\mu$ H, OD 34 mm)	111
Abb. 6.12	Wirkungsgrad bei 100 W Ausgangsleistung mit unterschiedlichen Speicherdrosseln	111
Abb. 6.13	Wirkungsgrad als Funktion der Schaltfrequenz mit Speicherdrosseln aus 3C20, 3W7538 sowie AmoFlux entsprechender Induktivitäten und 100 W Ausgangsleistung	112
Abb. 6.14	Verlustleistung als Funktion der Schaltfrequenz in Speicherdrosseln aus 3C20, 3W7538 sowie AmoFlux entsprechender Induktivitäten und 100 W Ausgangsleistung	113
Abb. 6.15	Restliche Verluste in der Schaltung bei Verwendung der Speicherdrosseln aus Kernmaterialien 3C20, 3W7538 und AmoFlux entsprechender Induktivitäten bei 100 W Ausgangsleistung ( $I_{\text{out}} = 2$ A)	114
Abb. 6.16	Messung des Gleichstromwiderstands der Speicherdrosseln	115
Abb. 6.17	Stromabhängigkeit der Gleichstromverluste in den untersuchten Luftspulen bei der Umgebungstemperatur 25°C	115
Abb. 6.18	Messschaltung zur Bestimmung des Wechselstromwiderstands	115

Abb. 6.19	Teststand zur Untersuchung der Verlustleistungen mit Luftspulen (hier noch ohne Last)	116
Abb. 6.20	Ermittelte und kalkulierte (bei max. und min. Ausgangsladung) Verluste in den GaN-Schaltern (ohne Last) bei verschiedenen Frequenzen	117
Abb. 6.21	Relative Verlustleistung in den eGaN-HFETs bei 100 V Eingangsspannung, verschiedenen Strömen und Schaltfrequenzen	118
Abb. 6.22	Effizienz der EPC2010-GaN-Schalter bei unterschiedlichen Strömen und Frequenzen	118
Abb. 6.23	Absolute Verlustleistungen in den eGaN-HFETs bei 75 V und 100 V Eingangsspannung und zwei verschiedenen Strömen in Abhängigkeit von Frequenz	119
Abb. 6.24	Approximation der Verlustleistungen in den eGaN-HFETs als Funktion der Schaltfrequenz bei 100 V Eingangsspannung und unterschiedlichen Strömen	119
Abb. 6.25	Temperaturen der eGaN-HFETs bei 100 V Eingangsspannung ohne Kühlung	120
Abb. 6.26	Abhängigkeit der Verlustleistungen in den eGaN-HFETs mit 100 V Eingangsspannung von den Strömen bis zu 5 A bei drei Frequenzen	121
Abb. 6.27	Frequenzabhängigkeit der Verlustleistungen in den eGaN-HFETs	121

---

**Tabellenverzeichnis**

Tabelle 2.1	Charakteristische Daten für Si, 4H-SiC und GaN	6
Tabelle 3.1	Überblick über die modernen kommerziellen GaN-basierten Leistungstransistoren	29
Tabelle 4.1	Zeitkonstanten des Entladevorgangs der Ausgangskapazität $C_{OSS T2}$ bei verschiedenen Lastströmen	49
Tabelle 5.1	Magnetische Eigenschaften möglicher magnetischen Kernmaterialien	73
Tabelle 5.2	Speicherdrossel-Induktivitätswerte eines Synchron-Tiefsetzstellers (frequenzabhängig)	74
Tabelle 5.3	Verhältnis zwischen den Windungszahlen, berechnet annäherungsweise und nach einer genauen Methode, bei verschiedenen Parametern $a$	77
Tabelle 5.4	Verhältnis zwischen den Windungszahlen, berechnet annäherungsweise und nach einer genauen Methode, bei verschiedenen Parametern $a$	82
Tabelle 6.1	Einflussgrößen-Zielgrößen-Matrix für Erstellung eines aktiven Versuchsplans	100
Tabelle 6.2	Einflussgrößen für die faktorielle Versuchsplanung	101
Tabelle 6.3	Kenngößen der untersuchten Speicherdrosseln (Induktivitätswert bei 2 A)	105



## Formelzeichen und Begriffsdefinitionen

### Lateinisches Alphabet

$A_{eff}$	effektive Querschnittsfläche (Magnet-Ringkern)
$A$	Querschnitt des Wickelgutes, Querschnittsfläche des Magnetkerns
$A_{AC}$	Querschnitt des Wechselstromwiderstands
$A_W$	Wicklungsfläche
$B$	magnetische Induktion (Flussdichte)
$B_{max}$	maximale Induktion
$B_{sat}$	Sättigungsinduktion (wenn alle magnetischen Momente unter einem magnetischen Feld in eine Richtung gezwungen sind)
$C_{ds}$	Drain-Source-Kapazität
$C_g$	Gate-Kapazität
$C_{gd}$	Gate-Drain-Kapazität (spannungsabhängige Kapazität zwischen Drain und Gate)
$C_{gs}$	Gate-Source-Kapazität
$C_{gs1}$	„pre-threshold“ Gate-Source-Kapazität
$C_{gs2}$	„post-threshold“ Gate-Source-Kapazität
$C_{iss}$	Eingangskapazität (summiert sich aus Gate-Source- und Gate-Drain-Kapazitäten)
$C_{oss}$	Ausgangskapazität (summiert sich aus Gate-Drain- und Drain-Source-Kapazitäten)
$c$	Lichtgeschwindigkeit
$c_{(p,i)}$	spezifische Wärmekapazität eines Körpers
$D$	Tastverhältnis (duty cycle)
$d$	Durchmesser
$d_{RZ}$	Dicke der Raumladungszone
$E_0$	Vakuumentnergie (Energie eines unbewegten Ladungsträgers im Vakuum ohne elektrisches Feld)
$E_c$	kritische Durchbruchfeldstärke
$E_{dyn}$	dynamische Verlustenergie (gesamte Verlustenergie während eines Schaltvorgangs)
$E_F$	Fermi-Energie (Energieniveau, das mit 50-prozentiger Wahrscheinlichkeit mit einem Elektron besetzt ist)
$E_g$	Bandabstand (Bandlücke)

$E_L$	Leitungsbandenergie
$\Delta E_L$	Leitungsbanddiskontinuität
$E_{off}$	Ausschaltenergie
$E_{on}$	Einschaltenergie
$E_{oss}$	durch das Umladen der Ausgangsladung $Q_{oss}$ verursachte Verlustenergie
$E_{sw\ off}$	kanalmodulationsabhängige Verlust-Ausschaltenergie
$E_{sw\ on}$	kanalmodulationsabhängige Verlust-Einschaltenergie
$E_{th}$	thermische Energie
$E_V$	Valenzbandenergie
$\Delta E_V$	Valenzbanddiskontinuität
$e$	Elektronenladung
$f_{res}$	Resonanzfrequenz
$f, f_{sw}$	Schaltfrequenz
$f_{sw\ max}$	aufgrund der Design-Eigenschaften maximal erreichbare Schaltfrequenz
$g_m$	Gegenwirkleitwert
$H$	magnetische Feldstärke
$H_{max}$	Maximale Feldstärke (Feldstärke, bei der $B_{sat}$ erreicht ist)
$h$	Höhe des Magnetkerns
$J, J_s$	Stromdichte in verschiedenen Punkten des Stromleiters
$I$	Strom allgemein
$I_d$	Drain-Strom (Effektivwert des zwischen Drain und Source fließenden Stroms)
$I_{d\ leak}$	Drain-Source-Leckstrom (Strom, der zwischen dem Drain und Source bei der nominalen Sperrspannung fließt)
$I_{d\ peak}$	Drain-Stromspitze (kapazitiv bedingt)
$i_{gd}$	Verschiebungsstrom
$I_g$	Gate-Strom
$I_{g\ leak}$	Gate-Leckstrom (Strom, der bei kurzgeschlossenem Drain und Source bei einer bestimmten Gate-Source Spannung in das Gate fließt)
$I_L$	durch die Speicherdrossel fließender Strom
$I_{out}, I_{Last}$	Ausgangsstrom (durch die Last fließende Strom)
$I_{oss}$	Verschiebungsstrom (entsteht durch Umladen der Ausgangskapazität $Q_{oss}$ )
$I_{sd}$	Source-Drain-Strom (bei Rückwärtsleitung)
$\Delta I_L, \Delta I$	Strom-Ripple (Wechselstrom-Anteil in einer Induktivität)
$k_e$	Proportionalitätsfaktor in der Steinmetz-Formel



$k_f$	Füllfaktor
$k_N, k_V$	Proportionalitäts-Konstanten
$L$	Induktivität allgemein
$L_{gsi}$	parasitäre gemeinsame Sourceinduktivität
$L_{s\ zk}$	Streuinduktivität im Hauptschaltkreis (Zwischenkreis)
$l_{eff}$	effektive magnetische Weglänge im Kern
$l_{mittel}$	mittlere magnetische Weglänge im Kern (ohne Luftspalt)
$\Sigma l_{gap}$	gesamte Weglänge aller Luftspalte eines magnetischen Kerns
$m_i$	Gewichte verschiedener Körper im thermischen System
$N$	Windungszahl in einer Wicklung
$N_D$	Donatorkonzentration
$N_{max}$	maximal mögliche Windungszahl
$n_0$	Elektronendichte
$P$	Gesamtpolarisation (Summe spontaner und piezoelektrischer Polarisationen)
$P_{SP}$	spontane Polarisation
$P_{PE}$	piezoelektrische Polarisation
$P_{cond}$	Durchlassverlustleistung
$P_{dyn}$	dynamische Verlustleistung während Ein- und Ausschaltens
$P_{loss}$	Verlustleistung
$P_{loss}(f_{sw})$	frequenzabhängige Verlustleistung
$P_{loss\ Drossel}$	Verlustleistung in Speicherdrossel
$P_{loss\ ges}$	gesamte Verlustleistung
$P_{Sp}$	Sperrverlustleistung
$P_{TZ}$	Verlustleistung, verursacht durch Totzeit zwischen den Schaltern
$p$	spezifische Verlustleistung im magnetischen Kern
$Q_{ds}$	Drain-Source-Ladung
$Q_g$	gesamte Gateladung ( $Q_g = Q_{gs} + Q_{gd} + Q_{od}$ )
$Q_{gd}$	Gate-Drain-Ladung
$Q_{gs}$	Gate-Source-Ladung
$Q_{od}$	„Overdrive“-Ladung (restliche Ladung, nachdem die Miller-Kapazität geladen ist)
$Q_{sw}$	Gate-Drain-Ladung ( $Q_{sw} = Q_{gs2} + Q_{gd}$ )
$q$	Elektronenladung

$R$	Radius des magnetischen Ringkerns, Radius des Einzeldrahtes
$R_{AC}$	Wechselstromwiderstand
$R_d$	parasitärer Drain-Widerstand
$R_g$	gesamter Gatewiderstand
$R_{ds\ on}$	Einschaltwiderstand (Bahnwiderstand)
$R_{ds\ on\ A}$	spezifischer Einschaltwiderstand
$R_{g\ ext}$	externer Gatewiderstand
$R_{g\ int}$	interner Gatewiderstand
$R_m$	magnetischer Widerstand des Magnetkerns
$R_{th}$	thermischer Widerstand des Kalorimeters (innen-außen)
$r$	Radius des Einzeldrahtes
$r_i$	Innenradius des Magnetkerns
$r_a$	Außenradius des Magnetkerns
$s$	Eindringtiefe des Stroms
$\Delta T$	Temperaturunterschied
$\frac{dT}{dt}$	Veränderung der Temperatur mit der Zeit
$T_c$	Curietemperatur (Temperatur, bei der die magnetischen Eigenschaften eines Magnetmaterials verloren gehen)
$t_{d\ off}$	Ausschalt-Verzögerungszeit (Zeitintervall zwischen dem Ende des Spannungsimpulses am Gate und dem Beginn des Abfalls des Drainstroms. Als Referenz werden üblicherweise 90 % der Amplituden der Gatespannung und des Drainstroms genommen)
$t_{d\ on}$	Einschalt-Verzögerungszeit (Zeitintervall zwischen dem Beginn des Spannungsimpulses am Gate und dem Beginn des Anstiegs des Drainstroms. Als Referenz werden üblicherweise 10 % der Amplituden der Gatespannung und des Drainstroms genommen)
$t_{fi}$	Drain-Strom-Fallzeit (Zeitintervall während des Ausschaltvorgangs, in dem der Strom von 90 % auf 10 % seines maximalen Wertes fällt)
$t_{fv}$	Drain-Source-Spannung-Fallzeit (Zeitintervall während des Einschaltvorgangs, in dem die von 90 % auf 10 % ihres maximalen Wertes fällt)
$t_{off}$	gesamte Ausschaltzeit ( $t_{off} = t_{d\ off} + t_{fi} + t_{fv}$ )
$t_{on}$	gesamte Einschaltzeit ( $t_{on} = t_{d\ on} + t_{fv} + t_{ri}$ )
$t_{ri}$	Drain-Strom-Anstiegszeit (Zeitintervall während des Einschaltvorgangs, in dem der Strom von 10 % auf 90 % seines maximalen Wertes ansteigt)
$t_{rv}$	Drain-Source-Spannung-Anstiegszeit (Zeitintervall während des Ausschaltvorgangs, in dem die Spannung von 10 % auf 90 % ihres maximalen Wertes ansteigt)

$U_{Br}$	Durchbruchsspannung (Spannung zwischen dem Drain und Source bei kurzgeschlossenem Gate und Source sowie stark ansteigendem Drainstrom)
$U_{ds}$	Drain-Source-Spannung
$U_{ds\ max}$	Sperrspannung
$U_{ds\ peak}$	Drain-Source-Spannungsspitze (Maximale Spannung zwischen dem Drain und Source nach dem Einschalten, verursacht durch parasitäre Induktivitäten)
$U_{ds\ sat}$	Sättigungsspannung (Drain-Source-Spannung über Transistor bei voller Aussteuerung)
$U_{gs}, U_g$	Gate-Spannung (Gate-Source-Spannung)
$U_{in}$	Eingangsspannung
$U_L$	Spannungsabfall über Speicherdrossel
$U_{Lgsi}$	Spannungsabfall über die parasitäre gemeinsame Sourceinduktivität
$U_{Mi}$	Miller-Spannung
$U_{out}$	Ausgangsspannung
$U_{sd}$	Source-Drain-Spannung (bei Rückwärtsleitung)
$U_{th}$	Schwellenspannung = Threshold-Spannung
$U_{Tr}$	Treiberspannung
$v_{sat}$	Sättigungsgeschwindigkeit

### Griechisches Alphabet

$\delta$	Verlustwinkel ( $\tan \delta = \frac{\mu''}{\mu'}$ )
$\varepsilon$	Dielektrizitätskonstante des Halbleiters
$\varepsilon_r$	Dielektrizitätskonstante
$\mu$	komplexe Permeabilität $\mu = \mu' + i \cdot \mu''$ . Beschreibt eine verlustbehaftete Induktivität: Der Realteil beinhaltet den induktiven Anteil und der Imaginärteil – den ohmschen Anteil
$\mu_a$	Amplitudenpermeabilität (Permeabilität maximaler Aussteuerung ( $\hat{B}$ und $\hat{H}$ ))
$\mu_i$	Anfangspermeabilität (Permeabilität am Anfang der Neukurve $B = f(H)$ bei $\hat{B} \approx 0$ und $\hat{H} \approx 0$ )
$\mu_r$	relative Permeabilität
$\mu_L$	Permeabilität des Leiters
$\mu_n$	Elektronenbeweglichkeit
$\rho, \rho_{el}$	spezifischer Widerstand (elektrischer Widerstand des Materials einer Länge-Einheit pro eine Flächen-Einheit)
$\rho_{Cu}$	spezifischer Kupfer-Widerstand

$\sigma$	Leitfähigkeit eines Materials
$\sigma_0$	Leitfähigkeit bei 20°C
$\Phi$	Austrittsarbeit (Energie, die benötigt wird, um ein Elektron aus der Materialstruktur zu lösen; entspricht der Differenz zwischen der Vakuum- und der Fermi-Energie)
$\Phi_B$	Höhe der Schottky-Barriere
$\Phi_m$	Austrittsarbeit im Metall
$\chi$	Elektronenaffinität (Energie, die bei der Aufnahme eines Elektrons durch das neutrale Atom freigesetzt bzw. benötigt wird; entspricht der Energiedifferenz zwischen der Vakuum- und Leitungsbandenergie)

## **Eidesstattliche Erklärung**

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Dissertation selbständig und ohne unerlaubte Hilfe Dritter angefertigt und andere als die in der Dissertation angegebenen Hilfsmittel nicht benutzt habe. Alle Stellen, die wörtlich oder sinngemäß aus veröffentlichten oder unveröffentlichten Schriften entnommen sind, habe ich als solche kenntlich gemacht. Dritte waren an der inhaltlich-materiellen Erstellung der Dissertation nicht beteiligt; insbesondere habe ich hierfür nicht die Hilfe eines Promotionsberaters in Anspruch genommen. Kein Teil dieser Arbeit ist in einem anderen Promotions- oder Habilitationsverfahren verwendet worden.