

Mario Werkstetter

Hocheffizienter DC/DC-Wandler auf Basis von GaN-Leistungsschaltern für Hochleistungs-Leuchtdioden im Kraftfahrzeug

Mario Werkstetter

**Hocheffizienter DC/DC-Wandler auf Basis von
GaN-Leistungsschaltern für
Hochleistungs-Leuchtdioden im Kraftfahrzeug**



TECHNISCHE UNIVERSITÄT
CHEMNITZ

Universitätsverlag Chemnitz
2018

Impressum

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

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

Titelgrafik: Mario Werkstetter
Satz/Layout: Mario Werkstetter

Technische Universität Chemnitz/Universitätsbibliothek
Universitätsverlag Chemnitz
09107 Chemnitz
<http://www.tu-chemnitz.de/ub/univerlag>

readbox unipress
in der readbox publishing GmbH
Am Hawerkamp 31
48155 Münster
<http://unipress.readbox.net>

ISBN 978-3-96100-046-3

<http://nbn-resolving.de/urn:nbn:de:bsz:ch1-qucosa-233388>



**TECHNISCHE UNIVERSITÄT
CHEMNITZ**

Hocheffizienter DC/DC-Wandler auf Basis von GaN-Leistungsschaltern für Hochleistungs-Leuchtdioden im Kraftfahrzeug

Von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der
Technischen Universität Chemnitz

genehmigte

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades

**Doktor-Ingenieur
(Dr.-Ing.)**

vorgelegt

von Dipl.-Ing.(FH) Mario Fabian Werkstetter
geboren am 28.05.1984 in Dortmund, Deutschland

Tag der Einreichung: 24.07.2017

Gutachter:

Prof. Dr.-Ing. habil. John Thomas Horstmann

Prof. Dr.-Ing. Leo Lorenz

Tag der Verteidigung: 01.02.2018

Kurzfassung

In der vorliegenden Arbeit werden Möglichkeiten zur Maximierung der Effizienz von stromregelnden DC/DC-Wandlern für den Betrieb von Hochleistungs-LEDs in PKW- und Motorrad-Beleuchtungseinrichtungen untersucht, mit dem Ziel, das Gewicht und den Energieverbrauch der Steuergeräte zu reduzieren und so zu dem stetigen Bestreben der Minimierung der Gesamtfahrzeugemissionen beizutragen.

Dafür werden verschiedene, teils sequenziell aufbauende Maßnahmen in Topologie, Bauelementen, Dimensionierung und Betriebsart betrachtet. Eine grundlegende Herausforderung für die Auslegung der Schaltung stellt dabei deren universelle Verwendbarkeit als Gleichteil in einem großen Bereich an Ausgangsstrom und -spannung in den individuellen Scheinwerfersystemen der verschiedenen Fahrzeugderivate dar.

Die Grundlage für die Verringerung der Verlustleistung bildet die Vereinfachung der Schaltreglertopologie hinsichtlich des Bauteilaufwands. Dies wird durch die Versorgung der Schaltung aus dem 48 V-Energiebordnetz und die Verwendung der Topologie des Tiefsetzstellers erreicht.

Elementarer Anteil dieser Arbeit ist die Untersuchung der Wirksamkeit des Einsatzes neuartiger Galliumnitrid-Leistungsschalter (GaN-HEMTs) anstelle der konventionellen Silizium-MOSFETs, was zunächst an Hand von Berechnungen und schaltungs-technischen, parasitärbehafteten und zeitvarianten Simulationen durchgeführt wird. Bereits bei herkömmlichen Schaltfrequenzen und hartgeschaltetem Betrieb können signifikante Verbesserungen des Wirkungsgrades erreicht werden.

Weitergehend wird der Nutzen der durch die GaN-Transistoren ermöglichten höheren Schaltfrequenzen eruiert. Die um bis zu Faktor 20 erhöhte Schaltfrequenz macht den Einsatz einer resonanten Betriebsart (*Zero-Voltage-Switching*) und einer Luftspule als Hauptinduktivität notwendig.

Auf Steuergeräteebene kann somit die Verlustleistung auf unter ein Drittel reduziert werden, was zudem ein deutlich einfacheres und kompakteres Gehäuse ermöglicht, wodurch das Gesamtgewicht etwa halbiert werden kann.

Abschließend wird die Schaltung in einem Prototypen praktisch umgesetzt und die Funktionsfähigkeit im ZVS-Betrieb bei Schaltfrequenzen von bis zu 10 MHz verifiziert.

Abstract

This thesis deals with the research of possibilities for maximising efficiency of current-regulating DC/DC-Converters for driving high-power-LEDs in passenger-car- and motorcycle-lighting-devices. The ambition is to reduce weight and energy-consumption of the electronic-control-units, to contribute to reach the continuously decreasing target-values for vehicle-emissions.

Therefor different approaches in topology, components, design and operating mode are considered. A key-challenge for the circuit-design is the common-part-strategy for usage in many individual vehicle-headlamp-systems with a wide range of output-current and LED-string-voltages.

Basis for the reduction of power-losses is the simplification of the converters topology in terms of quantity of components. This is achieved by using the 48 V-vehicle-electrical-system as voltage-supply and a step-down-topology.

Mainpart of this research is about the potential benefits of applying novel Galliumnitride High-electron-mobility-transistors (GaN-HEMTs) instead of silicon MOS-FETs. Initially this is done by calculations and parasitic-afflicted, timevariant circuit-simulations.

Already in hardswitching operation under conventional switching-frequencies significant improvements in converter-efficiency can be achieved.

Furthermore the advantages of higher switching-frequencies, offered by the GaN-transistors, are investigated. Up to 20 times higher switching-frequencies necessitate a resonant operating mode of the circuit (Zero-voltage-switching) and the use of an aircoil as main-inductor.

On ECU-level power-losses can be reduced down to less than one third, which enables a more simplified and compact housing-concept, so that the overall weight can drop to about the half.

Finally the designed circuit is build up in a prototype and the functional capability is verified in ZVS-mode with up to 10 MHz switching-frequency.

Vorwort

Diese Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als Ingenieur für die Entwicklung elektronischer Komponenten in den Bereichen der Pkw-Karosserieelektronik und der Motorrad-Elektrik/Elektronik der BMW AG in München.

Ich bedanke mich bei allen Menschen, die mich bei dieser Arbeit unterstützt haben. Allen voran bei meiner Frau Saskia und meinen Kindern Theo und Karlo für das Verständnis, die Geduld und das Entbehren meiner Anwesenheit an vielen Abenden und Wochenenden, die ich für diese Arbeit benötigt habe.

Bei meinen Eltern Hans und Gisela bedanke ich mich dafür, dass sie mich zu dem Menschen gemacht haben, der ich heute bin. Lieber Dank gilt auch meiner Schwester Lara für den Ansporn durch ihr Vorbild in Ehrgeiz und Zielstrebigkeit.

Mein besonderer Dank gilt meinem Doktorvater Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. J. Horstmann für das Interesse und die gute Betreuung dieser Arbeit, sowie die dafür investierte Zeit.

Des Weiteren möchte ich mich herzlich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. L. Lorenz für die Übernahme eines Gutachtens bedanken.

Frau Prof. Dr.-Ing. O. Kanoun, Herrn Prof. Dr.-Ing. J. Lutz und Herrn Dr.-Ing. T. Gocke danke ich für Ihre Arbeit in der Promotionskommission.

Ein persönlicher Dank geht an die von mir betreuten Studenten Frank Schmidt, Christopher Zerwas und insbesondere Nikolas Bauer für die intensiven fachlichen Diskussionen und ihren wertvollen Beitrag zum Fortschritt dieser Forschungsarbeit.

Außerdem danke ich all meinen Kollegen und meinem gesamten Freundeskreis für die fachliche und mentale Unterstützung.

Dank gilt auch meinen Vorgesetzten während dieser Zeit, die meine berufsbegleitende Promotion stets gefördert haben.

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis	xiii
Formelzeichen	xv
Indizes	xvii
Namenskonventionen	xix
1 Einleitung	1
1.1 Hintergrund	1
1.2 Abgrenzung	1
1.3 Problemstellung und Motivation	2
1.4 Lösungsansatz	3
1.5 Methodik und Aufbau der Arbeit	4
2 Grundlagen	7
2.1 Leuchtdioden	7
2.2 Energiebordnetz	14
2.3 Schaltreglertopologien	18
2.3.1 Tiefsetzsteller	18
2.3.2 Hochsetzsteller	20
2.3.3 Inverswandler	22
2.3.4 Auswahl der Topologie	23
2.4 Feldeffekttransistoren	23
2.4.1 Silizium-FETs	25
2.4.2 Galliumnitrid-FETs	26
3 Stand der Technik	37
3.1 Aktuelle Standardschaltungen und -topologien	37
3.2 Wissenschaftliche Einordnung	38
4 Anforderungen an die Elektronik	41
4.1 Grundlegende Automotive-Anforderungen	41
4.2 Anwendungsbezogene Anforderungen	43
4.2.1 Leuchtmittelspezifische Anforderungen	43

4.2.2 Funktionale Anforderungen	45
5 Verlustleistungsberechnung	49
5.1 Verlustleistung im Transistor	49
5.2 Verlustleistung in der Diode	54
5.3 Verlustleistung in der Drossel	56
5.4 Verlustleistung im Ausgangskondensator	59
5.5 Verlustleistung im Eingangskondensator	60
5.6 Zusätzliche Verluste	61
6 Dimensionierung und Berechnung der Referenzschaltung	63
6.1 Auslegung der Bauteile	63
6.2 Verlustleistungs- und Wirkungsgradberechnung	70
6.3 Paretoanalyse der Bauteilverluste	71
7 Optimierungspotenziale durch GaN-HEMTs und Betriebsstrategie	73
7.1 Substitution der Si-MOSFETs mit GaN-HEMTs	73
7.2 Schaltfrequenz	77
7.3 Schaltbedingungen	79
7.4 Luftspule	83
7.5 Arbeitspunkte	85
7.6 Auslegung und Berechnung der optimierten GaN-Schaltung	90
7.7 Ergebnisverifikation	93
7.8 Elektromagnetische Verträglichkeit	98
7.9 Systembetrachtung	108
8 Zusammenfassung	113
8.1 Fazit	113
8.2 Ausblick	115
Thesen	117
Anhang	119
Literaturverzeichnis	123
Abbildungsverzeichnis	131
Tabellenverzeichnis	135

Abkürzungsverzeichnis

AC	Alternating current / Wechselstrom bzw. -spannung
BN	Bordnetz
C	Kondensator
CO ₂	Kohlenstoffdioxid
D	Diode
DC	Direct current / Gleichstrom bzw. -spannung
DCR	<i>Direct-current-resistance</i> / Gleichstromwiderstand
ECU	Electronic control unit
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
ESD	Electrostatic discharge / Elektrostatische Entladung
EPR	<i>Equivalent-parallel-resistance</i> / Äquivalenter Parallelwiderstand
ESR	<i>Equivalent-series-resistance</i> / Äquivalenter Serienwiderstand
FEM	Finite-Elemente-Methode
FET	Feldeffekttransistor
FIT	<i>Failure-in-time</i> / Fehler pro Zeit
GaN	Galliumnitrid
HEMT	High-electron-mobility-Transistor / Transistor mit hoher Elektronenbeweglichkeit
HID	High Intensity Discharge / Hochdruckentladungslampe
IC	Integrated circuit
ISO	<i>International Organization for Standardization</i>
L	Spule
LED	Light emitting diode / Licht emittierende Diode
LV	Liefervorschrift
MOS	Metal-Oxide-Semiconductor / Metall-Oxid-Halbleiter
OEM	Original-Equipment-Manufacturer
OLED	Organic Light emitting diode / Organische Licht emittierende Diode
PWM	Pulsweitenmodulation
R	Widerstand
RMS	<i>Root-mean-square</i> / Effektivwert
SEE	<i>Single-Event-Effect</i>
SEPIC	<i>Single ended primary inductance converter</i>

Si	Silizium
SiC	Siliziumcarbid
T	Transistor
TID	<i>Total-ionizing-dose</i>
TTL	Transistor-Transistor-Logik
V	Spannungsquelle
WLTP	<i>Worldwide harmonized Light vehicles Test Procedure</i>
ZCS	<i>Zero-current-switching</i>
ZVS	<i>Zero-voltage-switching</i>
2DEG	Zweidimensionales Elektronengas

Formelzeichen

b	Amplitudenfaktor	$[-]$
C	Kapazität bzw. Farbortkoordinate	$[F], [-]$
E	Energie bzw. Feldstärke	$[J, eV], [V/m]$
ESR	Äquivalenter Serienwiderstand	$[\Omega]$
f	Frequenz	$[Hz]$
g_m	Übertragungssteilheit	$[A/V]$
H_i	Heizwert	$[kWh/kg]$
i, I	Strom	$[A]$
j	Stromdichte	$[A/mm]$
L	Induktivität	$[H]$
m	Steigung	$[y/x]$
n	Elektronen-Ladungsträgerdichte bzw. Anzahl	$[m^{-3}], [-]$
p	Löcher-Ladungsträgerdichte	$[m^{-3}]$
P	Leistung	$[W]$
q, Q	Elektrische Ladung	$[C]$
r_D	Differenzieller Widerstand	$[\Omega]$
R	Widerstand	$[\Omega]$
t	Zeit	$[s]$
T	Periodendauer	$[s]$
u, U	Spannung	$[V]$
v	Geschwindigkeit	$[m/s, km/h]$
V	Empfindlichkeit	$[-]$
α	Temperaturübergangskoeffizient	$[W/m^2K]$
δ, Δ	Differenz bzw. Spitze-Spitze-Wert	$[-]$
ϵ	Dielektrizitätskonstante	$[As/Vm]$
η	Wirkungsgrad	$[\%]$
θ	Temperatur	$[K, ^\circ C]$
λ	Wellenlänge	$[nm]$
μ	Ladungsträgerbeweglichkeit	$[cm^2/Vs]$
ν	Tastverhältnis	$[-]$
ρ	Dichte	$[kg/l]$
σ	Spezifische Leitfähigkeit	$[\Omega^{-1}m^{-1}]$
Φ	Emissionsspektrum	$[-]$
ω	Kreisfrequenz	$[s^{-1}]$

Indizes

<i>a</i>	Ausgang
<i>A</i>	Ausschaltvorgang
<i>abs</i>	absolut
<i>aus</i>	ausgeschaltet
<i>B</i>	Batterie
<i>BD</i>	<i>Body</i> -Diode
<i>C</i>	Kondensator bzw. <i>Conduction-band</i> / Leitungsband
<i>D</i>	Diode bzw. <i>Drain</i> bzw. Durchlass
<i>DC</i>	Gleichanteil
<i>Dr</i>	<i>Driver</i> / Treiber
<i>DS</i>	<i>Drain-Source</i>
<i>D0</i>	Achsenschnittpunkt der Kennlinientangente
<i>e</i>	Eingang
<i>E</i>	Einschaltvorgang
<i>ein</i>	eingeschaltet
<i>el</i>	elektrisch
<i>f</i>	<i>forward</i> / vorwärts bzw. fallend
<i>F</i>	Ferminiveau
<i>fi</i>	Stromabfall
<i>FR4</i>	Leiterplatte
<i>fu</i>	Spannungsabfall
<i>G</i>	<i>Gap</i> / Abstand bzw. <i>Gate</i>
<i>GD</i>	<i>Gate-Drain</i>
<i>ges</i>	gesamt
<i>GS</i>	<i>Gate-Source</i>
<i>HS</i>	<i>High-side</i>
<i>idle</i>	<i>idle</i> / Leerlauf
<i>iss</i>	eingangsseitig
<i>ITO</i>	<i>Induced-turn-on</i>
<i>j</i>	<i>junction</i> / Sperrschicht
<i>K</i>	Kühlung
<i>L</i>	Spule bzw. Leck
<i>LS</i>	<i>Low-side</i>

<i>max</i>	maximal
<i>min</i>	minimal
<i>n</i>	Elektronen bzw. Anzahl bzw. Ordnung
<i>NL</i>	Nutzlicht
<i>off</i>	ausgeschaltet
<i>on</i>	eingeschaltet
<i>opt</i>	optisch
<i>oss</i>	ausgangsseitig
<i>p</i>	Löcher
<i>par</i>	parasitär
<i>prop</i>	Propagation
<i>r</i>	relativ bzw. rippel
<i>R</i>	Widerstand bzw. Rückwärts
<i>rel</i>	relativ
<i>Res</i>	Resonanz
<i>ri</i>	Stromanstieg
<i>RR, RRM</i>	<i>Reverse-Recovery</i>
<i>ru</i>	Spannungsanstieg
<i>s</i>	<i>string</i> / Strang bzw. steigend
<i>S</i>	Schalten bzw. Schaltknoten bzw. Sperr-Zustand
<i>sat</i>	<i>saturation</i> / Sättigung
<i>Sense</i>	Sensierung
<i>ss</i>	Spitze-Spitze
<i>T</i>	Periodendauer
<i>th</i>	thermisch bzw. <i>threshold</i> / Schwellwert
<i>V</i>	Verlust bzw. Valenzband
<i>V1</i>	<i>Skin-</i> und <i>Proximity</i> -Effekt
<i>x</i>	x-Richtung im Koordinatensystem
<i>y</i>	y-Richtung im Koordinatensystem
Δ	Wechselanteil

Namenskonventionen

In der vorliegenden Arbeit werden folgende Namenskonventionen verwendet:

1. Formelzeichen zeitlich veränderlicher, physikalischer Größen werden klein geschrieben, z.B. „ i “
2. Formelzeichen zeitkonstanter, physikalischer Größen werden groß geschrieben, z.B. „ I “
3. Physikalische Größen werden teilweise mehrfach indiziert. Dabei sind die Indizes durch Kommata getrennt; Detailindizes zur weiteren Eingrenzung eines Anteils sind teilweise in Klammern gesetzt, z.B. $X_{A,B(C)}$
4. Arithmetische Mittelwerte werden durch einen Oberstrich gekennzeichnet, z.B. „ $\bar{X}$ “
5. Effektivwerte (RMS) werden durch den Index „eff“ gekennzeichnet, z.B. „ X_{eff} “
6. Ein Betrag von x wird als „ $|x|$ “ dargestellt
7. Vektoren werden mit Unterstrich dargestellt, z.B. „ $\underline{x}$ “
8. Matrizen werden durch **fett** geschriebene Großbuchstaben dargestellt, z.B. „ **X** “
9. Zeitliche Ableitungen physikalischer Größen werden mit einem Hochpunkt dargestellt, z.B. „ $\dot{x}$ “
10. Englische Begriffe werden *kursiv* dargestellt, z.B. „*Wafer*“

1 Einleitung

1.1 Hintergrund

Energieeffizienz ist in der Fahrzeugentwicklung ein immer mehr an Bedeutung gewinnender Faktor. In Zeiten der Hybridisierung und Elektromobilität wirkt sich die Effizienz aller Komponenten direkt auf die Reichweite des Fahrzeugs im rein elektrischen Betrieb aus; einerseits durch den Verbrauch beziehungsweise die Einsparung der im Speicher zur Verfügung stehenden Energie, andererseits auch durch das Gewicht der Komponenten, welches insbesondere bei elektronischen Komponenten häufig durch zur Entwärmung zusätzlich benötigter Bauteile bestimmt wird. Neben den selbsterklärten Zielen der Automobilhersteller [ACE16] zur Reduktion des Schadstoffausstoßes, hat die Europäische Union strenge CO_2 -Emissionsziele für das Jahr 2020 verordnet [EG09].

Die permanente Entwicklung von Innovationen und neuen kundenwerten Funktionen ist notwendig zur Differenzierung gegenüber dem Wettbewerb und zur Erschließung neuer Kunden, bringt aber oft zusätzliche Komponenten, und damit Gewicht, und weitere elektrische Verbraucher mit sich. So wurden auch im Frontscheinwerferbereich in den letzten Jahren viele neue Technologien und Funktionen in den Markt eingeführt, zum Beispiel adaptive LED-Scheinwerfer. Zur Steuerung und Überwachung der LEDs wird zwingend eine vorgeschaltete Elektronik benötigt. Diese verursacht ebenfalls Verlustleistung in Form von Abwärme und bringt zusätzliches Bauteilgewicht mit sich, was bei konventionellen Scheinwerfern (Halogen beziehungsweise Xenon) nicht in diesem Maße notwendig war. Somit kann auch hier ein Beitrag zur Erreichung der Emissions- und Reichweitenziele geleistet werden.

1.2 Abgrenzung

Diese Arbeit befasst sich mit der den Leuchtmitteln vorgeschalteten Elektronik, das heißt von der eingangsseitigen Schnittstelle zum Bordnetz zur elektrischen Versorgung, über Last- und Logikanteile der Elektronik selbst, bis zur ausgangsseitigen Schnittstelle zu den Leuchtmitteln. Es wird angenommen, dass die Elektronik wie heute üblich am Scheinwerfer, also nah an den Lichtquellen, verbaut wird. Der Fokus

liegt dabei auf der Steigerung der Effizienz der Elektronik. Um eine Vergleichbarkeit sinnvoll darstellen zu können, werden einige Lastfälle für Ausgangsleistungen definiert (s. Kap. 4.2.1).

1.3 Problemstellung und Motivation

Ein Vergleich der heute auf dem Markt verfügbaren elektronischen Vorschaltgeräte in LED-Frontscheinwerfern hat eine große Varianz an spezifischen Lösungen für den jeweiligen Scheinwerfer gezeigt. Dabei unterscheiden sich die Treibertopologien und die Partitionierung der Elektronikbaugruppen, sowie deren Anbindung an das Fahrzeugbordnetz sehr stark. Ersteres ist vor allem darin zu begründen, dass die benötigten LED-Strangspannungen kleiner, größer oder überlappend mit dem 12 V-Bordnetzspannungsbereich sein können, so dass unterschiedliche Übertragungsverhältnisse der Treiber erforderlich sind. Letzteres wird durch die unterschiedlichen Bordnetzarchitekturen der OEMs und Fahrzeuggenerationen verursacht, was vor allem das Schöpfen von Kostenpotenzialen durch Synergieeffekte herstellerübergreifend standardisierter Konzepte behindert.

Pro Fahrzeug sind teilweise bis zu sechs Steuergeräte an den Scheinwerfern verbaut (s. Kap. 3.1), mit einem Gesamtgewicht von bis zu 1,6 kg, was zum großen Teil durch die Kühlkörper verursacht wird. Nach [Dec12] ergibt sich allein durch das Gewicht der Steuergeräte, die zum Beispiel in einem Halogenscheinwerfer nicht vorhanden wären, ein zusätzlicher Leistungsbedarf von $16 \text{ W}/(100 \text{ km} \cdot \text{h})$.

Der hohe Kühlbedarf entsteht zum einen durch die teilweise hohen Umgebungstemperaturen im Motorraum von etwa 105°C [BMW10], vor allem aber durch die Abwärme aus den elektronischen Schaltungen, deren elektrischer Wirkungsgrad meist deutlich kleiner als 90 Prozent ist. Bei einer angenommenen durchschnittlichen Leistungsaufnahme der LED-Scheinwerfer von 100 W pro Fahrzeug, entstehen hierbei permanent mehr als 10 W Verlustleistung.

Der Wirkungsgrad der Elektronik und das Bauteilgewicht sind folglich Stellgrößen, um den Energiebedarf eines Kraftfahrzeuges, und damit Kraftstoffverbrauch und Emissionen, zu reduzieren. Im Rahmen dieser Arbeit werden neue Lösungsansätze und Technologien dafür gesucht und bewertet, um das mögliche Potenzial zukünftiger Serienentwicklungen aufzuzeigen.

1.4 Lösungsansatz

Für einen definierten Leistungs- und Funktionsumfang (s. Kap. 4) wird ein optimales Elektronikkonzept, insbesondere hinsichtlich Effizienz und Gewicht, gesucht. Bauraum, Kosten, Regeldynamik und elektromagnetische Verträglichkeit sind weitere Betrachtungsgrößen.

Als Grundlage für eine effiziente Schaltung muss eine möglichst verlustfreie DC-DC-Topologie ausgewählt werden. Wie in Kapitel 2.3.4 begründet, wird ein Tiefsetzsteller festgelegt. Dafür ist eine notwendige Prämisse, dass die Ausgangsspannung U_a , also die Strangspannung der in Reihe geschalteten Dioden, stets kleiner ist als die Eingangsspannung U_e . Da variable Strangspannungen bis zu 32 V gefordert sind, liegt die Verwendung einer höheren Eingangsspannung als der üblichen 12 V-Bordnetzspannung nahe.

Es wurde bereits durch Hu [Hu03] untersucht, 14 V-Glühlampen mit einem DC-DC-Wandler an einer 42 V-Bordnetzversorgung zu betreiben. Seit dem haben sich die Anforderungen und Rahmenbedingungen dahingehend geändert, dass LEDs statt Glühlampen verwendet werden und das 42 V-Bordnetz durch das sich aktuell herstellerübergreifend in Entwicklung befindende 48 V-Bordnetz abgelöst wurde.

Zur Erfüllung der oben genannten Prämisse, wird für den Lösungsansatz die Verwendung einer 48 V-Versorgung hinzugezogen. Damit ist nicht nur die Verwendung des effizienten Tiefsetzstellers möglich, sondern birgt die höhere Eingangsspannung noch weitere Potenziale. Bei als konstant angenommener Ausgangsleistung reduzieren sich die Ströme eingangsseitig antiproportional zur Spannung ($I_E = P_E/U_E$), also nominal um den Faktor 4 bei 48 V gegenüber 12 V. Dadurch, dass die ohmsche Verlustleistung vom Strom quadratisch abhängig ist ($P_V = I^2 \cdot R$), kann diese damit auf der Eingangsseite, von der Spannungsquelle bis zum DC-DC-Wandler, um den Faktor 16 verringert werden.

Ein weiterer Schritt ist die Optimierung der Schaltung und der Bauteile. Dazu werden mittels Paretoanalyse die relevantesten Komponenten ermittelt (s. Kap. 6.3).

Bei den Feldeffekttransistoren stellen Komponenten auf Basis des Halbleiters Galliumnitrid (GaN) ein vielversprechendes Novum dar; die Halbleiterhersteller weisen niedrigere Durchgangswiderstände ($R_{DS,on}$) und geringere Baugrößen bei deutlich reduzierten Gate-Kapazitäten und höheren Schaltfrequenzen aus [EPC17]. Letzteres könnte eine Verringerung der Bauteilwerte der in der Schaltung benötigten Ausgangskapazität und Induktivität ermöglichen und damit Kosten und Bauraumbedarf reduzieren.

Eine mittlerweile etablierte Möglichkeit die durch den Spannungsabfall in der Freilaufdiode entstehende Verlustleistung zu reduzieren, ist die Verwendung eines syn-

chronen Schaltreglers. Dabei wird die Freilaufdiode durch einen zweiten Transistor ersetzt. Dies bringt jedoch neben dem zusätzlichen Steueraufwand neue Herausforderungen wie Halbbrückenkurzschlüsse oder Rückstromspitzen mit sich [Pol10], so dass der Nutzen für die spezifische Schaltung bewertet werden muss.

Insgesamt stellen die genannten Ansätze einen vielversprechenden Lösungsansatz dar, der in dieser Arbeit theoretisch und praktisch evaluiert wird.

1.5 Methodik und Aufbau der Arbeit

Methodisch ist die Zielsetzung dieser Arbeit eine strukturierte Behandlung sequenziell aufbauender Schritte von der Idee bis zum funktionsfähigen Prototypen; das bedeutet vor allem Eigenschaften und Grenzen bereits theoretisch, rechnerisch und simulativ zu erfassen, um schließlich eine sinnvoll dimensionierte und funktionsfähige Prototypenschaltung darstellen zu können.

Dazu ist es zunächst notwendig, Klarheit über die Ausgangssituation zu schaffen, Zielgrößen festzulegen und zu priorisieren. Des Weiteren stellt ein vollständiges Anforderungsmanagement zu Beginn der Arbeit den wichtigsten Baustein für die reale Verwendbarkeit der späteren Ergebnisse dar.

Das große Spektrum der Schaltungsauslegung, Bauteildimensionierung und Betriebsstrategien erfordert es außerdem, dieses bereits durch theoretische Untersuchungen einzuschränken, um effizient die optimale Konfiguration für die Zielsetzung zu finden.

Die Arbeit ist in sieben weitere Kapitel unterteilt. Im Kapitel 2 sind zunächst die wesentlichen Grundlagen der relevanten Themengebiete, Schaltregler, Leuchtdioden, Fahrzeugenergiebordnetz und Feldeffekttransistoren, dargestellt.

Im Folgenden gibt das Kapitel 3 einen Überblick über den aktuellen Stand der Technik und stellt die Ergebnisse einer Benchmark-Analyse zu Scheinwerfersteuergeräten vor.

Das Kapitel 4 befasst sich mit den Anforderungen durch das automotive Umfeld und durch die spezifische Funktionalität an die Elektronik.

Ein mathematisches Modell zur Verlustleistungsberechnung aller Bauteile der Schaltung wird in Kapitel 5 vorgestellt. Dieses wird für alle weiteren Verlust- und Wirkungsgradbetrachtungen auf Bauteil- und Schaltungsebene verwendet.

Im Kapitel 6 wird eine konventionelle Referenzschaltung als Vergleichsbasis für die weiteren Betrachtungen ausgelegt und berechnet.

Die Potenziale durch die Verwendung der Galliumnitrid-Transistoren werden im Kapitel 7 behandelt. Dabei sind die Einflüsse verschiedener Schaltungsauslegungen und Betriebsarten einzeln und teilweise aufeinander aufbauend dargestellt, um die jeweiligen Vor- und Nachteile miteinander vergleichen zu können.

Zuletzt findet im Kapitel 8 eine Zusammenfassung und Diskussion der Ergebnisse statt. Ebenso wird ein Ausblick für die weitere Forschung und Entwicklung an den betrachteten Technologien gegeben.

Die wesentlichen Ableitungen dieser Arbeit sind im Anhang in Form von Thesen dargestellt.

2 Grundlagen

2.1 Leuchtdioden

Leuchtmittelvergleich

Die Leuchtdiode hat im Vergleich zu anderen handelsüblichen Leuchtmitteln für Raum- und Fahrzeugbeleuchtung die höchste Lichtausbeute. Dies ist beispielhaft an Hand einiger aktueller Produkte in Tab. 2.1 dargestellt. Bei bekanntem Emissionsspektrum $\Phi(\lambda)$ der Lichtquelle lässt sich der Wirkungsgrad berechnen (s. Anhang A).

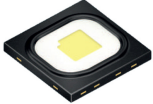
Obwohl hier die Lichtausbeute der LED mehr als zehn mal größer ist als die der Glühlampe, hat auch die LED noch eine Verlustleistung von über 71 %. Da die LED ein nichtthermischer Strahler ist, ihre Abwärme also zunächst im Bauteil bleibt, und sie zusätzlich verhältnismäßig temperaturempfindlich ist, muss je nach Anwendung ein nicht unerheblicher Aufwand zur Entwärmung betrieben werden.

Auf Grund der starken Abhängigkeit der LED-Eigenschaften von den äußeren Betriebsbedingungen, werden in den Datenblättern der Hersteller die Nominalparameter meist aus Pulsmessungen bei Raumtemperatur angegeben; in der Fahrzeugbeleuchtung ist wegen des zeitlich nicht begrenzten Betriebs bei häufig höheren Temperaturen mit entsprechend schlechteren Werten zu rechnen, die den zusätzlichen Kennlinien entnommen werden können.

Letztendlich ist in jeder Anwendung einzig der Wirkungsgrad des Gesamtsystems aussagekräftig. Hierbei müssen die tatsächlichen Betriebsbedingungen und die Verluste aus Ansteuerung und Kühlung berücksichtigt werden; gebräuchlich ist dafür der Begriff *wall-plug efficiency*.

Laserdioden sind den LEDs von den Eigenschaften her sehr ähnlich, nur dass hierbei mit Hilfe eines optischen Resonators stimulierte Emission von Photonen hervorgerufen wird, wodurch die Leistungsdichte im Halbleiter deutlich höher ist. Dadurch ist die Laserdiode noch temperaturesensibler als die LED; der nominelle Wirkungsgrad befindet sich aber in der selben Größenordnung.

Da Laserdioden monochromatische Strahler sind und häufig im nicht sichtbaren Wellenlängenbereich emittieren, ist in Datenblättern stets die optische Ausgangsleistung und nicht der Lichtstrom in Lumen angegeben. Zu berücksichtigen ist außerdem, dass

	Typ	Elektrische Leistung [W]	Lichtstrom [lm]	Lichtausbeute [lm/W]	Wirkungsgrad [%]
 Glühlampe	OSRAM Classic A 230V/E27	60	710	11,8	5,3
 Halogen	OSRAM Original Line 64210	55	1500	27,3	10,5
 Leuchtstofflampe	OSRAM Dulux T Plus GX24D	13	900	69,2	15,6
 HID (Xenon)	OSRAM XENARC 66240	35	3200	91,4	28,2
 LED	OSRAM OSLON Black Flat	3,05	378,5	124,1	28,8
 Laserdiode	OSRAM PL TB450	5,76	—	—	27,8

Tab. 2.1: Leuchtmittel [Osr13b, Osr17, Osr17a, Osr13a, Osr16a, Osr16]

die LED im Gegensatz zur Laserdiode bereits eine Konversionsschicht zur Erzeugung des weißen Lichts beinhaltet, die ebenfalls verlustbehaftet ist.

Technologie und Eigenschaften von Leuchtdioden

Der Fokus wird bei den Lichtemittierenden Dioden (LEDs) auf weiße Hochleistungs-LEDs gelegt, weil diese den wesentlichen Anteil in heutigen Scheinwerfersystemen ausmachen. Für Signallichtfunktionen und vor allem in Heckleuchten werden Leuchtdioden auf Basis anderer Halbleitermaterialien (zum Beispiel Galliumaluminiumarsenid oder Indiumgalliumaluminiumphosphid für rote LEDs, beziehungsweise Galliumarsenidphosphid oder Galliumphosphid für gelbe LEDs) verwendet, die auch etwas andere elektrische Parameter aufweisen. Auf Grund der verhältnismäßig geringen Leistung werden diese Dioden hier nicht betrachtet, die weitere Vorgehensweise und Schaltungsauslegung lässt sich aber darauf übertragen. Auch organische Leuchtdioden, kurz OLED, werden auf Grund der sehr ähnlichen elektrischen Parameter hier nicht differenziert betrachtet.

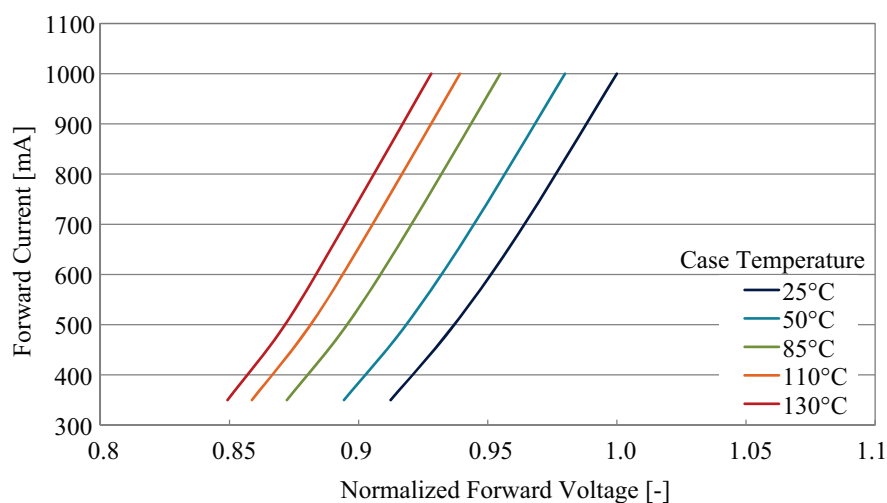


Abb. 2.1: Strom über relativer Vorwärtsspannung bei verschiedenen Gehäusetemperaturen [Phi09]

Weiß LEDs basieren aktuell überwiegend auf blau emittierenden Indiumgalliumnitrid-LEDs, mit einer aufgetragenen Kristallschicht, welche als Lumineszenzkonverter dient und einen Teil des blauen Lichtes in energieärmeres gelbes Licht wandelt. Über die Schichtdicke des Konverters, welcher in der Regel aus Cer-dotiertem Yttrium-Aluminium-Granat-Pulver hergestellt wird, lassen sich die resultierenden spektralen

Anteile so einstellen, dass die additive Farbmischung weißes Licht mit der beabsichtigten Farbtemperatur ergibt [Krü07].

Bereits nach dem Produktionsprozess unterliegen die Lichtquellen, selbst innerhalb eines *Wafers*, starker Streuung. Deshalb wird in der Regel jede Diode beim Hersteller vermessen und in Farb- und Helligkeitsklassen unterteilt - dieser Vorgang wird *binning* genannt.

Hochleistungsleuchtdioden weisen ein stark temperatur- und stromabhängiges Verhalten hinsichtlich ihrer elektrischen und optischen Eigenschaften auf. Oberhalb der Schwellenspannung führen geringe Änderungen der angelegten Versorgungsspannung zu hohen Änderungen im fließenden Strom; zudem ist die Vorwärtsspannung der LED stark temperaturabhängig (s. Abb. 2.1). Aus diesen Gründen werden sie stromgeregelt betrieben, was einen relativ konstanten Lichtstrom über den gesamten Betriebstemperaturbereich gewährleistet.

Die Helligkeit der LED ist nahezu proportional zum Vorwärtsstrom (s. Abb. 2.2). Die leicht degressive Kennlinie zeigt, dass die Lichtausbeute bei steigendem Betriebsstrom abnimmt.

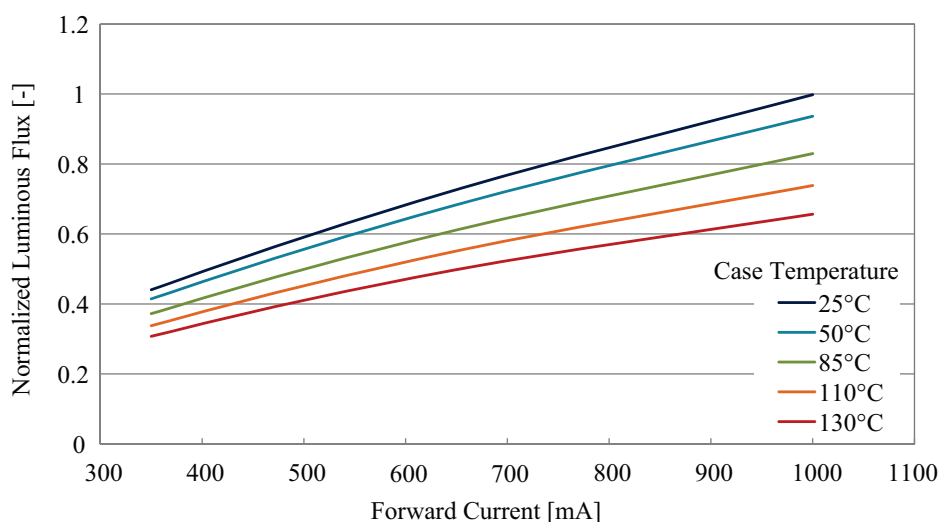


Abb. 2.2: Relative Helligkeit über Betriebsstrom bei verschiedenen Temperaturen [Phi09]

Allerdings verschiebt sich der Farbort der LED mit dem Betriebsstrom (s. Abb. 2.3). Da dieser Effekt bei nebeneinander mit unterschiedlichen Strömen betriebenen Leuchtdioden visuell wahrnehmbar ist, verwendet man für die Steuerung der Helligkeit eine pulswidenmodulierte Ansteuerung. Dabei ist der Spitzenstrom in den

EIN-Phasen immer gleich hoch, so dass der Farbort konstant bleibt. Liegt die Schaltfrequenz deutlich über der Reaktionsfähigkeit des Auges, integriert dieses die aufgenommenen Lichtimpulse und es entsteht ein Helligkeitseindruck proportional zum Tastverhältnis. Nachteilig dabei ist die mögliche Wahrnehmbarkeit der Frequenz im peripheren Sichtfeld, insbesondere bei niedrigen Wiederholraten. Nach aktuellen Studien [Bul11] sollte die Frequenz mindestens 1000 Hz betragen; in der Praxis haben sich jedoch auch Werte um 200 Hz und aufwärts bewährt.

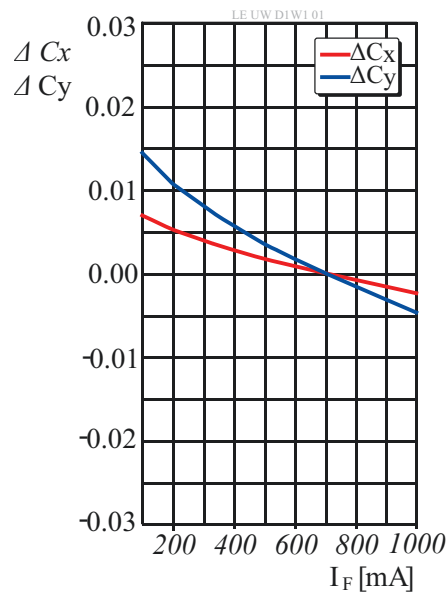


Abb. 2.3: Relative Farbortverschiebung in CIE-Normfarbtafel-Koordinaten über DC-Betriebsstrom [Osr13]

An den verschiedenen Temperaturkennlinien in Abbildung 2.2 ist abzulesen, dass der emittierte Lichtstrom stark temperaturabhängig ist, was bei der Auslegung des Systems für den jeweiligen Einsatzbereich in jedem Fall berücksichtigt werden muss. Gegebenenfalls muss für eine konstante Helligkeit eine Kompensation in Abhängigkeit der Bauteiltemperatur per Tastverhältnisanpassung des pulsweitenmodulierten Steuerstroms erfolgen.

Wie alle Leuchtmittel unterliegen auch Leuchtdioden einer gewissen Alterung. Hierbei bleiben die elektrischen Merkmale, Vorwärtsspannung und -strom, sowie die Farbtemperatur nahezu unberührt. Die Helligkeit sinkt jedoch mit steigender Lebensdauer, insbesondere durch thermisch bedingte Veränderungen im Halbleiterkristall. Zum einen findet eine Vergrößerung der vorhandenen Fehlstellen im Kristallgitter statt, welche strahlungslose Übergänge darstellen und somit nicht mehr an der Lichterzeugung teilnehmen. Zum anderen sinkt mit der Zeit die Anzahl der sich ereignenden,

strahlenden Rekombinationen, wodurch ebenfalls die Lichtausbeute abnimmt. Dies wird vor allem durch hohe Betriebstemperaturen des Halbleiters beschleunigt [Krü07]. Bei Chips mit einem Gehäuse kommen zusätzliche Lichtverluste über der Lebensdauer hinzu. Insbesondere weiße und blaue Strahlung schädigen das Gehäuse und den Reflektor, wodurch der Anteil des reflektierten Lichtstromes abnimmt. Dies kann einen maßgeblichen Anteil der Alterung einer Leuchtdiode ausmachen. Da die Geschwindigkeit der Alterung von LED zu LED variiert und stark von der Betriebsdauer und den erlebten Temperaturen abhängt, ist eine Nachregelung der Helligkeit nur mit sehr großem Aufwand und ungenau realisierbar. Zumal müsste die Korrektur der Helligkeit über eine Erhöhung des Tastverhältnisses der pulsweitenmodulierten Stromregelung erfolgen, um eine Farbverschiebung zu vermeiden. Dazu müssten bereits die Neuteile mit verringerter Leistung betrieben werden. Da sich die Reduktion der Helligkeit über die Fahrzeuglebensdauer jedoch im unteren Prozentbereich bewegt, kann auf solch eine Regelung verzichtet werden.

Die Ausfallmechanismen von Leuchtdioden sind vielfältig; sie reichen von thermisch-elektrischen Ausfällen, wie zum Beispiel dem Durchschlag des pn-Übergangs, über mechanische Defekte, wie abgelöste Bonddrähte, bis zu optischen Fehlern, wie zum Beispiel dem Erblinden der Resonatorspiegel bei Laserdioden. Stand der Technik im Automobilbereich ist heute eine elektrische Ausfallerkennung, das heißt eine Überwachung des Diodenstrangs auf elektrischen Kurzschluss und Unterbrechung. Welche Fehlerbilder welchen Anteil an den ausgewiesenen Fehlerraten haben, hängt stark vom Aufbau des *Packages*, der Verbindungstechnik, dem Halbleiter selbst, sowie den Umgebungsbedingungen, vor allem der Temperatur, der jeweiligen Anwendung ab. Die sicherste, aber auch aufwändigste Ausfallerkennung stellt eine optische Messung des emittierten Lichtes dar, womit sich der Lichtstrom und sogar die spektrale Zusammensetzung überwachen lässt, was zum Beispiel die Detektion von Rissen in der Konverterschicht ermöglicht.

Die hier exemplarisch gezeigten Kennlinien und Eigenschaften stellen das typische Verhalten weißer Hochleistungs-LEDs dar, sind im Detail aber abhängig vom jeweiligen Produkt und Hersteller. Sie lassen sich jedoch prinzipiell auch auf andere Halbleitermaterialien, zum Beispiel andersfarbiger LEDs, und auch Laserdioden übertragen.

Eine bei Laserdioden erwähnenswerte Eigenschaft ist der Überrolleffekt, der für die Auslegung der Betriebsparameter unbedingt berücksichtigt werden muss. Bis zu einer bestimmten Stromdichte nehmen der Gesamtwirkungsgrad η und die optische Leistung P_{opt} stetig zu. Aus Sicht der Effizienz ist hier der optimale Betriebspunkt der Laserdiode (s. Abb. 2.4). Steigt die Stromdichte nun weiter an, so nimmt zunächst auch die optische Leistung weiterhin zu. Aufgrund der erhöhten Stromaufnahme kommt es allerdings auch zu einer höheren Temperatur $\Delta\theta_j$ in der Sperrschicht des Halbleiters. Diese berechnet sich aus dem bauteilspezifischen thermischen Ersatzwiderstand R_{th} ,

dem Strom I , der Diodenspannung U und dem Tastverhältnis ν_T mit:

$$\Delta\theta_j = R_{th} \cdot I \cdot U \cdot \nu_T \quad (2.1)$$

Eine Erhöhung der Sperrschichttemperatur führt dazu, dass der Schwellstrom I_{th} ansteigt, was wiederum einen Rückgang der optischen Leistung und damit auch des Gesamtwirkungsgrades zur Folge hat.

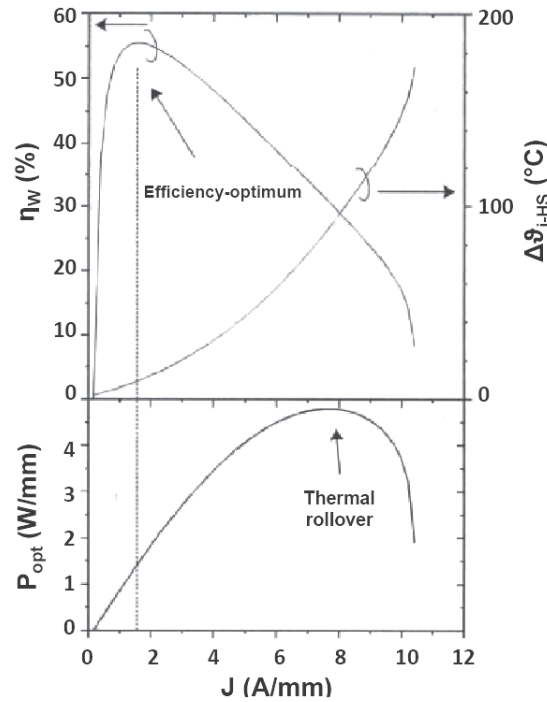


Abb. 2.4: Optische Leistung P_{opt} , Wirkungsgrad η und Sperrschicht-Differenztemperatur $\Delta\theta_j$ als Funktion der Stromdichte j angewendet auf ultraviolette Laserdioden ($\lambda = 808 \text{ nm}$) [Bac07]

Ab einem gewissen Punkt (in Abb. 2.4 mit „*Thermal rollover*“ markiert) ist dieser selbstverstärkende Effekt so groß, dass die optische Ausgangsleistung rapide zurückgeht, während die Sperrschichttemperatur weiterhin stark zunimmt. Damit ist in diesem Betriebspunkt mit einem sicheren Ausfall der Laserdiode aufgrund thermischer Überlastung zu rechnen [Bac07].

Die Entwärmung und die vorherrschenden Umgebungsbedingungen haben somit massiven Einfluss auf Wirkungsgrad, optische Ausgangsleistung und Lebensdauer des Leuchtmittels.

2.2 Energiebordnetz

Ausgehend von heutigen Steuergeräten im 12 V-Bordnetz und im Hinblick auf das im Lösungsansatz herangezogene 48 V-Bordnetz, sind im Folgenden die für LED-Treiberschaltungen relevantesten Eigenschaften beider Bordnetze jeweils vergleichend dargestellt. Das wesentliche Verhalten beider Spannungsebenen ist überwiegend in Form von Prüfungen in der LV124 Teil 1 [BMW10] für das 12 V-Bordnetz und der LV148 [BMW11] für das 48 V-Bordnetz spezifiziert. Die folgenden Daten sind der jeweiligen Vorschrift entnommen.

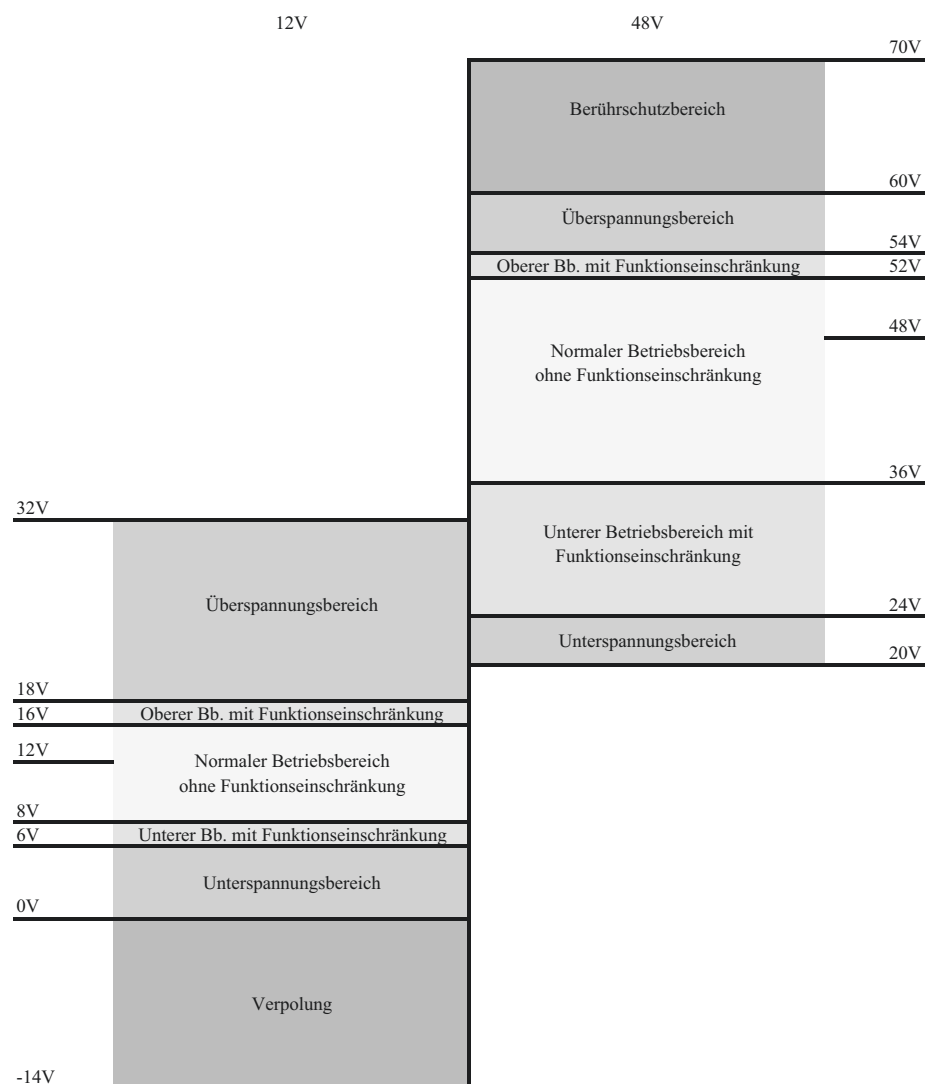


Abb. 2.5: Betriebsspannungsbereiche im 12 V- und 48 V-Bordnetz

Jeder Prüfung ist ein durch die Komponenten zu erfüllender Funktionszustand zugewiesen; die für Lichtsteuergeräte wichtigsten zwei sind die Zustände A und C:

Funktionszustand A: Die Komponenten sind uneingeschränkt betriebsfähig und erbringen ihre bestimmungsgemäße Funktion.

Funktionszustand C: Die Komponenten sind weiterhin betriebsfähig, dürfen keine undefinierten Zustände einnehmen und dürfen insbesondere keine Funktionsstörungen weiterer Komponenten verursachen. Sie dürfen ihre elektrische Leistung zum Selbstschutz reduzieren, müssen bei Wiedereintreten in den Funktionszustand A oder B aber automatisch ihre bestimmungsgemäße Funktion erbringen.

Die Bordnetzspannung unterliegt starken Schwankungen, welche in verschiedene Betriebsbereiche je nach Funktions- und Fehlerzustand eingeteilt sind. In Abbildung 2.5 sind die statischen Betriebsbereiche dargestellt; überlagerte transiente Spannungsergebnisse außerhalb des Normalspannungsbereichs müssen teilweise trotzdem mit Funktionszustand A erfüllt werden, weshalb eine direkte Zuordnung von Spannungslage zu Funktionszustand durch die Zeitabhängigkeit nicht möglich ist.

Die statischen Spannungsbereiche in denen die Lichtfunktionen definiert verfügbar sein müssen, sind beim 12 V-Bordnetz 6 – 18 V, beim 48 V-Bordnetz 24 – 54 V. Eine kontrollierte Reduktion der Lichtleistung ist in den mit „Funktionseinschränkung“ gekennzeichneten Bereichen um bis zu 30 % zulässig.

Der normale Betriebsbereich (s. Abb. 2.5) besteht aus der quasistatischen Nennspannungslage, überlagert mit der Restoberwelligkeit der Generatorgleichrichtung und der Generatorregelung (s. Tab. 2.2):

	12 V - BN	48 V - BN
ΔU_{ss}	2 V (15 Hz – 30 kHz)	6 V (15 Hz – 30 kHz) 2 V (30 kHz – 200 kHz)
Funktionszustand	A	A

Tab. 2.2: Überlagerte Wechselspannung

Die überlagerte Wechselspannung belastet vor allem die Eingangskondensatoren der Schaltung. Bei deren Auslegung muss diese permanente Last unbedingt berücksichtigt werden.

Das Energiemanagement verursacht ein häufiges Umschalten zwischen zwei Spannungsebenen im Bordnetz, dem Batterie- und dem Generatorbetrieb (s. Tab. 2.3).

	12 V - BN	48 V - BN
U_{min}	11,5 V	36 V
U_{max}	14,8 V	52 V
Pulsdauer	2 s	1 s / 10 s
Rampendauer	$\geq 300\text{ ms}$	1 ms / 1 s
Funktionszustand	A	A

Tab. 2.3: Spannungsschwankungen im Normalbetrieb

Beide Fälle müssen vollständig durch die Elektronik abgefangen werden und dürfen keine Auswirkung auf die Lichtfunktionen haben.

Außerhalb des normalen Betriebsspannungsbereichs stellen die Spannungsereignisse mit den steilsten Flanken und den größten Amplituden, sowohl in positive als auch in negative Richtung, die kritischsten Fälle dar. In positiver Richtung ist dies die transiente Überspannung, die zum Beispiel durch den Abwurf einer großen elektrischen Last im Bordnetz erzeugt wird (s. Tab. 2.4):

	12 V - BN	48 V - BN
U_{max}	27 V	70 V
Pulsdauer	300 ms	100 ms
Rampendauer	10 ms	1 ms
Funktionszustand	C	A

Tab. 2.4: Transiente Überspannung / Loadump

Da die Überspannungsimpulse auch im Fahrbetrieb auftreten können, wurde in der neueren Spezifikation des 48 V-Bordnetzes aus Gründen der besseren Funktionsverfügbarkeit der Funktionszustand A definiert.

Der Berührschutz im 48 V-Bordnetz, das heißt die aktive Begrenzung der Spannung auf $\leq 60\text{ V}$, wird über zentrale Komponenten sichergestellt. Auf Grund der erforderli-

chen Reaktionszeit schlägt die transiente Überspannung trotzdem mit den genannten Werten bis zu allen Verbrauchern durch.

	12 V - BN Kaltstart	12 V - BN Warmstart	48 V - BN
U_{min}	4,5 V	7 V	24 V
Pulsdauer	19 ms	15 ms	1 s
Rampendauer	$\leq 1\text{ ms}$	$\leq 1\text{ ms}$	1 ms
Funktionszustand	C	A	A

Tab. 2.5: Startimpulse

Die schärfsten Anforderungen durch Spannungseinbrüche stellen die Motorstartimpulse dar (s. Tab. 2.5).

Der Warmstart im 48 V-Bordnetz verlässt nicht den normalen Betriebsspannungsbereich, weshalb er hier nicht mit aufgeführt wurde.

Im 12 V-Bordnetz ist ein verpoltes Kontaktieren der Batterie oder einer Fremdstarthilfe möglich, weshalb in der Komponente ein Verpolschutz vorgesehen werden muss (s. Tab. 2.6):

	12 V - BN	48 V - BN
U_{min}	-14 V	-
Pulsdauer	60 s	-
Funktionszustand	C	-

Tab. 2.6: Verpolung

Im 48 V-Bordnetz wird fahrzeugseitig sichergestellt, dass eine verpolte Kontaktierung nicht möglich ist, beziehungsweise zentral abgefangen wird. Da eine Verpolschutzschaltung immer ein verlustbehafteter Mehraufwand ist, stellt es für 48 V-Komponenten einen Vorteil dar, dass diese entfallen kann.

Auf das Gesamtfahrzeug bezogen fallen diese Aufwände, bauteil- und verlustseitig, dann jedoch an anderer Stelle trotzdem an.

Neben den bordnetzbedingten Spannungsereignissen fordern die Liefervorschriften auch eine Kurzschlussfestigkeit aller Ein- und Ausgänge jedes Steuergerätes. Dies muss über den Kurzschluss jedes Pins, jeweils einzeln und für je 60 s auf Masse und auf Batteriespannung U_B , nachgewiesen werden. Dabei muss Funktionszustand C erfüllt werden.

Insgesamt ist bei beiden Bordnetzspannungsebenen die Spreizung des Betriebsspannungsbereichs sehr groß, was eine entsprechende Überdimensionierung der Komponenten erfordert; die hohen Spannungen bedingen höhere Spannungsfestigkeiten der Kondensatoren und vergrößern die Induktivität (s. später Kap. 6.2), die niedrigen Spannungen erhöhen durch die konstante Ausgangsleistungsregelung die fließenden Ströme und erfordern somit höhere Stromtragfähigkeiten der Bauteile, Leiterbahnen und Kontakte.

Im Vergleich beider Systeme sind als Vorteile für ein Steuergerät auf der 48 V-Ebene in erster Linie die verlustseitig vorteilhaften geringeren Ströme und der nicht benötigte Verpolschutz zu nennen.

2.3 Schaltreglertopologien

Mit dem primären Ziel, den höchstmöglichen Wirkungsgrad der Treiberschaltung zu erreichen, erfolgt eine Beschränkung auf die grundlegenden Schaltreglertopologien, die mit den wenigsten Bauteilen dargestellt werden können. Unter der Annahme, dass jedes Bauteil verlustbehaftet ist, kann eine aufwändigere Schaltung nicht effizienter sein. Diese Grundschaltungen sind der Tiefsetzsteller, der Hochsetzsteller und der Inverswandler, deren Aufbau und Funktionsweise im Folgenden erläutert werden.

2.3.1 Tiefsetzsteller

Der Tiefsetzsteller ist eine der grundlegenden und einfachsten Schaltreglertopologien und kann die Eingangsspannung in eine niedrigere Ausgangsspannung wandeln; dabei kann er, wie auch in der Anwendung in dieser Arbeit erforderlich, als Stromregler konfiguriert werden, indem der Spannungsabfall U_R über einem Strommesswiderstand R_{Sense} im Lastpfad als primäre Regelgröße verwendet wird.

Abbildung 2.6 zeigt ein Prinzipschaltbild des Tiefsetzstellers. Er besteht aus einem Transistor T_1 , einer Speicherdrossel L und einer Freilaufdiode D . Die Eingangsspannung U_e wird durch die Spannungsquelle V_1 symbolisiert, die Ausgangsspannung U_a

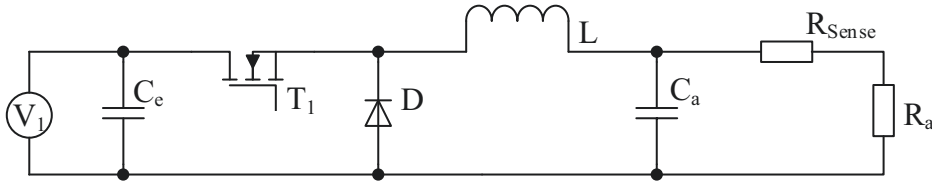


Abb. 2.6: Prinzipschaltbild des Tiefsetzstellers

liegt über der Ausgangslast, hier als ohmscher Widerstand R_a dargestellt, an. Üblicherweise werden auf der Ein- und Ausgangsseite der Schaltung die Blockkondensatoren C_e und C_a , zur Glättung der Schaltvorgänge in Richtung Bordnetz und Last, hinzugefügt.

Stromverlauf

Die Schaltung kann zwei Zustände einnehmen: 1. Während t_{ein} ist der Transistor T_1 geschaltet und die Eingangsspannung liegt über der Drossel, der Last und dem Messwiderstand an ($U_e = U_L + U_a + U_R$); 2. während t_{aus} sperrt T_1 und die Drossel treibt den Strom weiter über die Last, den Messwiderstand und die Freilaufdiode ($U_a = -U_L - U_R - U_D$). Im Zustand 1 beträgt die Stromänderung in der Drossel L:

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} \cdot U_L \cdot \Delta t \quad (2.2)$$

Ist U_L positiv, besitzt auch die Stromänderung ΔI_L ein positives Vorzeichen, so dass der Strom während der Einschaltdauer linear ansteigt. Im Zustand 2 wird U_L negativ, wodurch auch die Stromänderung negativ wird; der Strom behält seine Richtung bei, sinkt jedoch linear ab. Im stationären Zustand sind die Beträge der Stromänderung während t_{ein} und t_{aus} gleich groß; ΔI_L stellt somit den Stromrippel dar.

Durch Umstellen beider Maschenumläufe nach ΔI_L und Gleichsetzen errechnet sich die Ausgangsspannung beim Tiefsetzsteller für die idealisierte Betrachtung (U_R und $U_D = 0$) und den eingeschwungenen Zustand [Sch12]:

$$(U_e - U_a) \cdot \frac{t_{ein}}{L} = U_a \cdot \frac{t_{aus}}{L} \Leftrightarrow U_a = U_e \cdot \nu_T \quad (2.3)$$

Das Tastverhältnis ν_T ist das Verhältnis von Einschaltdauer t_{ein} zu Periodendauer T .

Der Strom $i_L(t)$ durch die Speicherdrossel setzt sich aus einem Gleichstromanteil $I_{L,DC}$ und einem Wechselstromanteil $i_\Delta(t)$ zusammen:

$$i_L(t) = I_{L,DC} + i_\Delta(t) \quad (2.4)$$

Der Stromripple ΔI_L ist gleich dem Spitze-Spitze-Wert des Wechselstromanteils.

Der Ausgangskondensator C_a kann den Wechselstromanteil ΔI_L je nach Dimensionierung überwiegend oder zumindest teilweise glätten. Nimmt er ihn näherungsweise vollständig auf, ist $I_a = I_{L,DC}$.

Der größte zulässige Stromripple ergibt sich in der Regel an der Lückgrenze, dem Übergang vom nichtlückenden (kontinuierlichen) Betrieb in den lückenden (diskontinuierlichen) Energietransfer zur Ausgangsseite (s. Abb. 2.7). Der Drosselstrom fällt dabei am Ende der Periode genau auf Null ab.

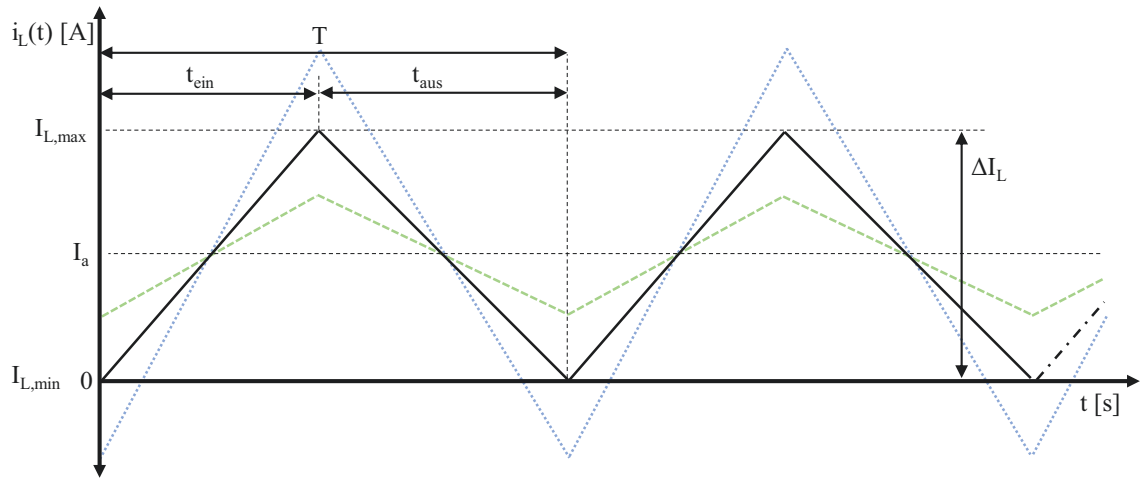


Abb. 2.7: Stromverlauf in der Drossel bei maximalem Stromripple an der Lückgrenze (schwarz); ergänzende Stromverläufe nichtlückend (grün) und lückend (blau)

ΔI_L ist an der Lückgrenze doppelt so groß wie I_a . Für unterschiedliche Ausgangsströme muss für die Berechnung von $\Delta I_{L,max}$ immer der kleinstmögliche Ausgangsstrom verwendet werden. Bei steigendem Ausgangsstrom kommt der zunehmende Gleichstromanteil $I_{L,DC}$ hinzu; der Abstand zur Lückgrenze wird größer. Damit ergibt sich:

$$\Delta I_{L,max} = 2 \cdot I_{a,min} \quad (2.5)$$

2.3.2 Hochsetzsteller

Der Hochsetzsteller in seiner Grundschaltung wandelt die Eingangsspannung in eine höhere Ausgangsspannung. Folglich kann er nur LED-Stränge betreiben, dessen

Strangspannung oberhalb der Eingangsspannung liegt. Durch eine leichte Abwandlung der Schaltung, bei der die Last nicht gegen Masse, sondern zurück gegen die Eingangsspannung verschaltet wird, sind auch beliebig kleine Lasten betreibbar. Diese beiden Topologien werden im Folgenden unterschieden. Die für die Schaltungen benötigten Bauteile sind die gleichen wie bei der Tiefsetzstellerschaltung; nur die andere Anordnung führt zu den spezifischen Eigenschaften.

Hochsetzsteller gegen Masse

Die Grundsaltung des Hochsetzstellers ist in Abbildung 2.8 dargestellt.

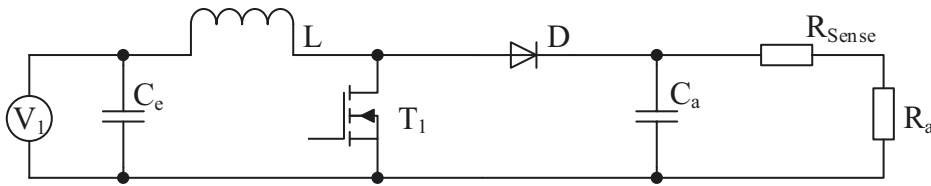


Abb. 2.8: Prinzipschaltbild des Hochsetzstellers gegen Masse

Im Zustand 1, während t_{ein} , ist der Transistor T_1 leitend und die Eingangsspannung liegt über der Drossel an ($U_e = U_L$). Während t_{aus} (Zustand 2), sperrt T_1 und die Drossel treibt den Strom weiter über die Diode, den Messwiderstand und die Last ($U_a = U_e - U_L - U_R - U_D$).

Für die idealisierte Betrachtung (U_R und $U_D = 0$) und den stationären Zustand ergibt sich wieder durch Gleichsetzen von ΔI_L beider Zustände die Ausgangsspannung zu:

$$U_e \cdot \frac{t_{ein}}{L} = (U_a - U_e) \cdot \frac{t_{aus}}{L} \Leftrightarrow U_a = U_e \cdot \frac{1}{1 - \nu_T} \quad (2.6)$$

Hochsetzsteller gegen Eingangsspannung

Wie bereits beschrieben, wird die Last zurück auf die positive Eingangsspannung verschaltet (s. Abb. 2.9).

Der Zustand 1 ist identisch zur vorherigen Schaltung. Im Zustand 2 entfällt im Maschenumlauf die Eingangsspannung; somit wird $U_a = -U_L - U_R - U_D$.

Für die ideale Schaltung berechnet sich die Ausgangsspannung folglich zu:

$$U_a \cdot \frac{t_{aus}}{L} = U_e \cdot \frac{t_{ein}}{L} \Leftrightarrow U_a = U_e \cdot \frac{\nu_T}{1 - \nu_T} \quad (2.7)$$

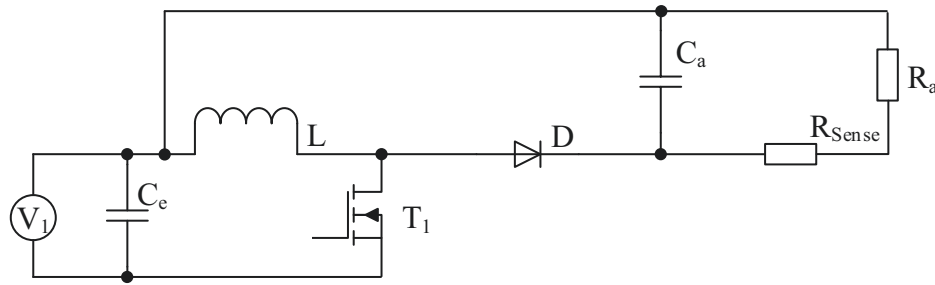


Abb. 2.9: Prinzipschaltbild des Hochsetzstellers gegen Eingangsspannung

Bei dieser Schaltung ist zu beachten, dass die absolute Ausgangsspannung die Summe aus Eingangs- und Lastspannung ist; diese liegt vor allem als Sperrspannung über dem Transistor T_1 an und ist unter Umständen hinsichtlich des Berührungsschutzes am Ausgang zu beachten.

2.3.3 Inverswandler

Der Inverswandler wandelt eine positive Eingangsspannung in eine negative Ausgangsspannung. Dabei kann der Betrag der Ausgangsspannung sowohl kleiner als auch größer als der Betrag der Eingangsspannung sein. Abbildung 2.10 zeigt das Prinzipschaltbild dieses Wandlers:

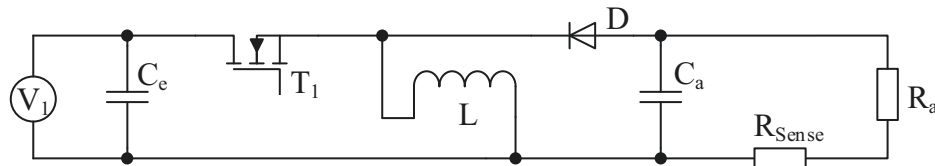


Abb. 2.10: Prinzipschaltbild des Inverswandlers

Der Maschenumlauf ergibt für den Zustand 1: $U_e = U_L$; im Zustand 2 ist $U_a = -U_L - U_R - U_D$.

Für die ideale Schaltung ergibt sich die Ausgangsspannung analog zum Hochsetzsteller gegen Eingangsspannung zu:

$$U_a = U_e \cdot \frac{\nu_T}{1 - \nu_T} \quad (2.8)$$

Auch hier liegt im Zustand 2 über dem Transistor T_1 die Summe der Spannungsbeiträge $|U_e|$ und $|U_a|$ an.

2.3.4 Auswahl der Topologie

Um den in Kapitel 4.2.1 geforderten Spannungsbereich der Leuchtmittel treiben zu können, stehen nun vier Möglichkeiten zur Verfügung:

- (1) Tiefsetzsteller mit höherer Eingangsspannung
- (2) Hochsetzsteller gegen Masse mit niedrigerer Eingangsspannung
- (3) Hochsetzsteller gegen Eingangsspannung mit einer beliebigen Eingangsspannung
- (4) Inverswandler mit einer beliebigen Eingangsspannung

Bei getrennten, das heißt nicht überlappenden, Ein- und Ausgangsspannungsbereichen bietet der Tiefsetzsteller (1) den Vorteil, dass auf Grund der bordnetzseitig höheren Spannungslage die Ströme niedriger und damit die ohmschen Verluste geringer sind, als bei dem Hochsetzsteller (2), dessen Eingangsspannung sehr niedrig und die resultierenden Ströme sehr hoch sein müssten.

Die Lösungen (3) und (4) erfordern durch die auftretenden Potenzialdifferenzen höhere Bauteildimensionierungen und bringen damit auch erhöhte Verluste mit sich. Bei (1) und (2) sind die maximalen Spannungen auf das Ein- beziehungsweise Ausgangsspannungsniveau begrenzt.

Wie in Kapitel 4.2.1 später gefordert wird, ist es in manchen Anwendungen notwendig, eine (nahezu) kapazitätslose Ausgangsbeschaltung zu ermöglichen, also im Extremfall auf den Ausgangskondensator C_a ganz zu verzichten. Dafür ist der Hochsetzsteller (2) auf Grund des dann lückenden Ausgangsstromes nicht geeignet, was bereits in [Gac08] gezeigt wurde. Gleiches gilt für den Hochsetzsteller gegen Eingangsspannung (3) und den Inverswandler (4).

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass der Tiefsetzsteller (1) bei den eingangsseitigen, ohmschen Verlusten und den Bauteilbelastungen Vorteile bietet und der Verzicht auf den Ausgangskondensator und den damit verbundenen Verlusten theoretisch möglich ist, weshalb diese Topologie für die weitere Untersuchung ausgewählt wird.

2.4 Feldeffekttransistoren

Feldeffekttransistoren stellen seit vielen Jahrzehnten einen elementaren Baustein in der Leistungselektronik dar und sind in nahezu jeder Elektronik verbaut. Neben der ständigen Weiterentwicklung der siliziumbasierten MOSFETs wird zur Zeit international an sogenannten *Wide-bandgap*-Halbleitern, das heißt Materialkombinationen die einen hohen Bandabstand aufweisen, geforscht und damit Feldeffekttransistoren entwickelt. Der Grundgedanke dabei ist, für eine gegebene Spannungsfestigkeit eine

geringere Schichtdicke zu benötigen und somit im leitenden Zustand einen geringeren Durchlasswiderstand zu ermöglichen. Weitere Entwicklungsziele sind die Erhöhung der möglichen Schaltfrequenzen und Reduktion der Schaltverluste. Die aktuellen Forschungs- und Entwicklungsaktivitäten beschränken sich dabei im Wesentlichen auf Galliumnitrid und Siliziumcarbid.

Die Materialeigenschaften der Halbleiter begrenzen die Einsatzmöglichkeiten der jeweiligen Technologie. Tabelle 2.7 zeigt eine Zusammenstellung einiger wesentlicher Materialeigenschaften von Galliumnitrid im Vergleich zu Silizium und Siliziumcarbid:

	Galliumnitrid (GaN)	Silizium (Si)	Siliziumcarbid (4H-SiC)
Bandlücke ΔE_G [eV]	3,39	1,12	3,2
Beweglichkeit μ_n [cm^2/Vs]	800/1700 ⁽¹⁾	1400	950
μ_p [cm^2/Vs]	350	450	115
Sättigungsgeschwindigkeit v_{sat} [cm/s]	$2,2 \cdot 10^7$	10^7	$2 \cdot 10^7$
Kritische Feldstärke $\underline{E}$ [MV/cm]	3,3	0,23	2,2
Dielektrizitätszahl ϵ_r	8,9	11,7	10

Tab. 2.7: Materialeigenschaften [Mil12], [Kam12]

Der Vergleich der Parameter zeigt, dass Galliumnitrid insbesondere gegenüber Silizium einige Potenziale birgt; die größere Bandlücke ermöglicht den Einsatz bei höheren Temperaturen, die höhere Sättigungsgeschwindigkeit bedingt eine bessere Leitfähigkeit und die höhere kritische Feldstärke erlaubt einen Betrieb bei höheren Spannungen. Letztere Eigenschaft ermöglicht alternativ auch eine Reduktion der Materialdicke bei konstanter Sperrspannungsfestigkeit. Die höhere Elektronenbeweglichkeit im zweidimensionalen Elektronengas (2DEG) gegenüber dem GaN-Volumenmaterial lässt sich dadurch erklären, dass im Elektronengas die Ladungsträger auf einen sehr

⁽¹⁾Beweglichkeit im Volumenmaterial / im 2DEG

schmalen Bereich konzentriert sind und somit besser von den Störstellenfeldern abgeschirmt sind [Kuh02].

Siliziumcarbid weist einen ähnlich hohen Bandabstand auf wie Galliumnitrid; auf Grund des möglichen vertikalen Aufbaus von SiC-FETs lassen sich Bauteile für sehr hohe Betriebsspannungen ($> 1000\text{ V}$) herstellen. Die Kapazitäten eines SiC-Transistors sind in vergleichbarer Größenordnung wie die von Si-MOSFETs, wodurch die Schaltzeiten und damit die möglichen Schaltfrequenzen ebenfalls ähnlich sind. Für die betrachtete Anwendung ist der GaN-FET, auf Grund der durch die geringen Kapazitäten möglichen höheren Schaltfrequenzen und des dem 2DEG zu verdankenden geringen Durchlasswiderstandes, das vielversprechendere Bauteil.

Im Folgenden wird die Funktionsweise eines aktuellen MOSFETs kurz erläutert, da dieser für die weiteren Betrachtungen als Referenz dient. Anschließend wird der GaN-FET in Aufbau und Funktionsweise genauer erklärt.

2.4.1 Silizium-FETs

In dem Leistungsbereich der betrachteten Anwendung werden aktuell häufig vertikale *Trench*-MOSFETs auf Grund ihrer verhältnismäßig guten Bauteilwerte verwendet. Bei einer Integration der Leistungsschalter in den Treiber-IC müssen herstellungstechnisch bedingt laterale DMOS-Transistoren verwendet werden, so dass der höhere Integrationsgrad mit einem schlechteren $R_{DS,on}$ erkauft wird.

Da die grundlegenden Typen von Silizium-MOSFETs und deren Funktionsweise als bekannt vorausgesetzt werden, beziehungsweise in der Fachliteratur (z.B. [Lut12]) nachgelesen werden können, beschränken sich die folgenden Ausführungen auf die im weiteren Kontext relevanten Eigenschaften an Hand eines *Trench*-MOSFETs als n-Kanal-Anreicherungs-Typ.

Die prinzipielle Struktur und dessen elektrisches Ersatzschaltbild sind in Abb. 2.11 dargestellt. Die Besonderheit des *Trench*-MOSFETs ist der vertikale Inversionskanal, der in der p-Zone umlaufend um das isolierte *Gate* erzeugt wird, mit dem ein bei konstanter Baugröße geringerer Durchlasswiderstand erreicht wird.

Durch die drei Schichten abwechselnder Dotierung entsteht parallel zum Leitkanal ein parasitärer npn-Bipolartransistor, der die Bauteileigenschaften und den sicheren Arbeitsbereich negativ beeinflussen würde. Deshalb wird er durch die ebenfalls dargestellte ohmsche Kontaktierung des p-Gebietes an die *Source*-Metallisierung außer Funktion gesetzt. Diese Maßnahme hat zur Folge, dass nun in Rückwärtsrichtung eine pin-Struktur, also eine inverse Diode beziehungsweise die sogenannte *Body*-Diode, entsteht.

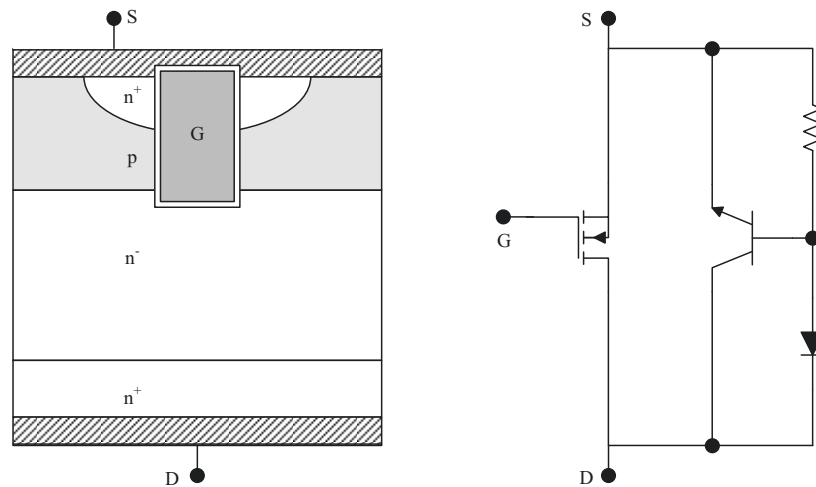


Abb. 2.11: Vereinfachter Aufbau und Ersatzschaltbild eines *Trench*-MOSFETs

In vielen Schaltreglern wird dort sogar eine Diode als Freilaufdiode benötigt, doch sind die Eigenschaften und das Schaltverhalten dieser intrinsischen Diode in den meisten Fällen nicht zufriedenstellend und deren Optimierung im Widerspruch zu den Eigenschaften des MOSFETs. Zum Beispiel muss für eine hohe Sperrspannung die p-Zone stark dotiert werden, wodurch die *Body*-Diode *snappig*, das heißt im Abschaltverhalten stark überschwingend, wird. Häufig werden deshalb separate Schottky-Dioden verwendet.

2.4.2 Galliumnitrid-FETs

Im Vergleich zu Silizium-MOSFETs sind Leistungstransistoren für Schaltanwendungen auf Basis des III-V-Halbleiters Galliumnitrid ein relativ neues Produkt. Die Firmen Eudyna und Nitronex führten im Jahr 2005 die ersten GaN-FETs für Hochfrequenzanwendungen in den Markt ein. Seitdem entwickeln verschiedenste Halbleiter-Hersteller Galliumnitrid-Feldeffekttransistoren (GaN-FETs) für leistungselektronische Schaltanwendungen. [Lid12]

Seit dieser Dekade sind erste Bauteile industrialisiert und kommerziell verfügbar; die meisten Produkte befinden sich jedoch noch in Entwicklung und Bauteileigenschaften, Fertigungsprozesse und Anwendungen werden intensiv erforscht.

Aufbau und Funktionsweise

Der GaN-FET ist ein *High-electron-mobility-Transistor* (HEMT), bei dem mittels zwei verschiedener Halbleitermaterialien ein Heteroübergang erzeugt wird; in diesem

Fall zwischen Galliumnitrid und Aluminiumgalliumnitrid. Der Aufbau wird an Hand des Verarmungstyps in Abb. 2.12 dargestellt:

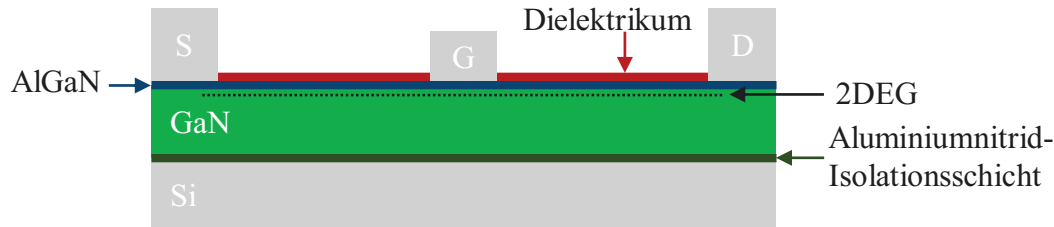


Abb. 2.12: Aufbau eines Verarmungstyp-GaN-FETs, nach [EPC12]

Der *Wafer*, auf dem der Transistor hergestellt wird, besteht auf Grund der beherrschten und kostengünstigen Prozesse bevorzugt aus Silizium [EPC14]. Substrate aus Siliziumcarbid, Saphir oder Galliumnitrid werden auf Grund der deutlich höheren Kosten seltener verwendet.

Zwischen dem Substrat und dem aufgewachsenen Galliumnitrid befindet sich eine Isolationsschicht aus Aluminiumnitrid. Diese dient auch als Nukleationsschicht und ist notwendig, um die benötigte Kristallqualität erzeugen zu können [Kuh02]. Außerdem fungiert sie als Pufferschicht, um die unterschiedlichen Gitterkonstanten und thermischen Ausdehnungskoeffizienten von GaN und Si auszugleichen [Mic12].

Das GaN bildet mit dem AlGaN den Heteroübergang, an dem sich Ladungsträger ansammeln, wodurch ein sehr leitfähiger Kanal, das sogenannte zweidimensionale Elektronengas (2DEG), zwischen *Drain* und *Source* entsteht. Durch den planaren Aufbau erfolgt der Stromfluss lateral.

Der GaN-FET ist vom einfachsten Grundaufbau her ein Verarmungstyp, da er bereits im spannungslosen Zustand leitend ist. Zum Sperren des Kanals muss eine *Gate*-Spannung angelegt werden, die die Ladungsträgerkonzentration im Heteroübergang auflöst.

Es werden auch Anreicherungstypen des GaN-FETs hergestellt (Bsp. Fa. EPC), die sich durch weitere Arbeitsschritte vom Verarmungstypen unterscheiden. Dabei wird unterhalb des *Gates* eine Verarmungszone erzeugt, wodurch der Kanal im spannungslosen Zustand gesperrt ist. Dies kann zum Beispiel durch eine p-dotierte AlGaN-Schicht am *Gate* erreicht werden, die mit den nicht- oder schwach n-dotierten AlGaN- und GaN-Schichten einen pn-Übergang bildet, dessen Raumladungszone sich bis in die GaN-Schicht erstreckt und so das 2DEG verarmt. Durch Anlegen einer *Gate*-Spannung wird die Raumladungszone abgebaut und die Ladungsträgerkonzentration erhöht, so dass die Leitfähigkeit wieder hergestellt wird. Diese ist nahezu symmetrisch, da sie sowohl bei positiver *Gate-Source*-, als auch bei positiver *Gate-Drain*-Spannung gegeben ist, wodurch auch eine rückwärtige Leitfähigkeit ermöglicht wird. Dieses Verhalten ist in Abb. 2.13 dargestellt, wobei auf der Abszisse die Versorgungsspannung

über dem GaN-FET aufgetragen ist; die Gate-Spannung beträgt jeweils die Hälfte der Versorgungsspannung:

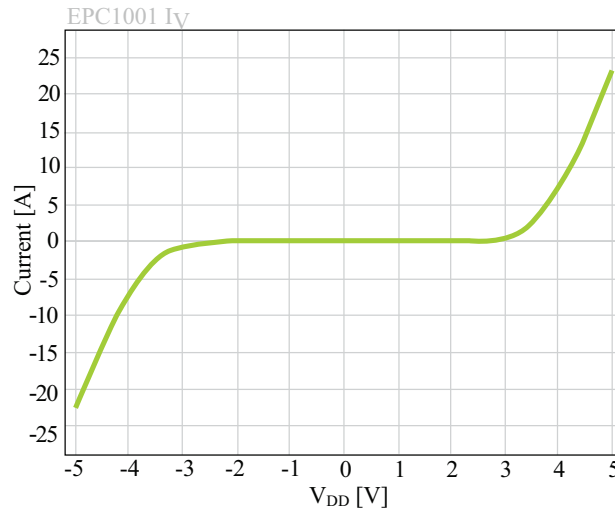


Abb. 2.13: Vor- und Rückwärtsstrom über der Versorgungsspannung V_{DD} , bei $U_G = V_{DD}/2$, eines EPC1001-Transistors [EPC11]

Je nach Hersteller werden auch andere Möglichkeiten zur Herstellung von *Normally-off*-GaN-FETs verwendet. Beispielhaft seien hier der *Gate-Injection-Transistor* (GIT), der MIS-HFET und das Fluor-dotierte *Gate* genannt [Nak13].

Verbreitet ist außerdem eine sogenannte Kaskoden-Struktur, bei der zu dem selbstleitenden GaN-FET ein serieller, selbstsperrender Si-MOSFET geschaltet wird; der GaN-FET ermöglicht dabei eine hohe Sperrspannungsfestigkeit in Verbindung mit einem relativ niederohmigen (weil weniger spannungsfestem) MOSFET, was für die betrachtete Anwendung allerdings nicht notwendig ist. Außerdem gehen dadurch die sonstigen Eigenschaften des GaN-HEMTs, wie die geringe parasitäre Kapazitätsbelastung, die möglichen kurzen Schaltzeiten und hohen Schaltfrequenzen, verloren.

Bewertungsfaktor „Figure of merit“

Der Bewertungsfaktor „*Figure of merit*“ (FOM) ist das Produkt aus dem Durchlasswiderstand $R_{DS,on}$ und der *Gate*-Ladung Q_G eines Transistors. Da beide Größen voneinander abhängen, sich aber reziprok verhalten, zum Beispiel beim Parallelschalten von Transistorzellen, ist deren Produkt Maßstab für die Leistungsfähigkeit eines FETs und lässt so einen von der Bauteilgröße nahezu unabhängigen Vergleich der verwendeten Technologien zu; je niedriger der Wert ist, desto besser ist er. [EPC13]

Tabelle 2.8 vergleicht den FOM verschiedener Silizium- und Galliumnitrid-Transistoren. Es ist erkennbar, dass der FOM der GaN-Transistoren mindestens um Faktor

Drei kleiner ist, als bei den vergleichbaren Silizium-Bauteilen. Die Abhängigkeit des FOMs von der Spannungsfestigkeit lässt sich mit der dafür notwendigen, höheren Schichtdicke und des daraus resultierenden, größeren Durchlasswiderstandes erklären.

	Material	Spannungs- festigkeit U_{DS} [V]	Drain-Strom I_D [A]	Durchlass- widerstand $R_{DS,on}$ [m Ω]	Gate-Ladung Q_G [nC]	FOM [m Ω nC]
RJK0651DPB [Ren13]	Si	60	25	11	15	165
CSD18537NQ5A [Tex13]	Si	60	11	10	14	140
BSC123N08NS3 G [Inf09]	Si	80	11	10, 3	19	195, 7
STD25NF10LA [STM11]	Si	100	25	30	38	1140
SQJ402EP [Vis13]	Si	100	32	11	34	374
IPD30N10S3L- 34 [Inf11a]	Si	100	30	25, 8	24	619, 2
IPG16N10S4-61 [Inf11]	Si	100	16	53	5, 4	286, 2
MGN2914 [Mic13]	GaN	40	10	16	3	48
EPC8009 [EPC15]	GaN	65	4, 1	138	0, 38	52, 4
EPC2001 [EPC13b]	GaN	100	25	5, 6	8	44, 8
EPC2007 [EPC13a]	GaN	100	6	24	2, 1	50, 4
MGN2907 [Mic13]	GaN	100	6	30	2, 7	81

Tab. 2.8: FOM verschiedener FETs

Zweidimensionales Elektronengas (2DEG)

Das zweidimensionale Elektronengas stellt den leitfähigen Kanal des GaNFETs dar. Der Begriff Elektronengas ist bekannt von Metallen, bei denen sich das Fermi-niveau im Leitungsband befindet; dabei können sich die Elektronen im Volumen des Materials nahezu frei bewegen, was zu dem Begriff des “dreidimensionalen Elektronengases” führt. Beim GaN/AlGaN-Kontakt ist die Beweglichkeit der Elektronen in der Richtung senkrecht zur Kontaktfläche sehr stark eingeschränkt, so dass der Begriff “zweidimensionales Elektronengas” eingeführt wurde.

Die Entstehung des 2DEGs ist vor Allem auf die spontane und die piezoelektrische Polarisation zurück zu führen, die in den Halbleitern auftreten.

Die spontane Polarisation entsteht durch die Wurtzit-Struktur, in der das Galliumnitrid kristallisiert. Darin bilden die Gallium- und die Stickstoffionen sich abwechselnde Doppelschichtstrukturen, wodurch die Ladungsschwerpunkte positiver und negativer Ladungen nicht identisch sind [Wol04]. Daraus folgend bilden sich Dipole mit einer bestimmten Polarisationsrichtung aus [Bah12]. Die Richtung der Polarität ist abhängig von der Art der Epitaxie und den Wachstumsparametern. Die Addition der Dipole ergibt die gesamte spontane Polarisation, wodurch sich an den Enden des Kristalls Flächenladungen bilden, die starke elektrische Felder hervorrufen [Wol04] [Jar06].

Die piezoelektrische Polarisation resultiert ebenfalls aus der Kristallstruktur. GaN und AlGaN haben unterschiedliche Gitterkonstanten, so dass das AlGaN pseudomorph aufwächst und Verspannungen in dessen Gitterstruktur entstehen [Kuh02]. Dies verändert die Positionen der Ionenrümpfe des Galliums, des Stickstoffs und des Aluminiums, wodurch sich auch die Ladungen innerhalb des Kristallgitters verschieben und zu einem Polarisationsfeld führen [Wol04].

Abbildung 2.14 zeigt die Polarisationsfelder und die relevanten resultierenden Oberflächenladungen:

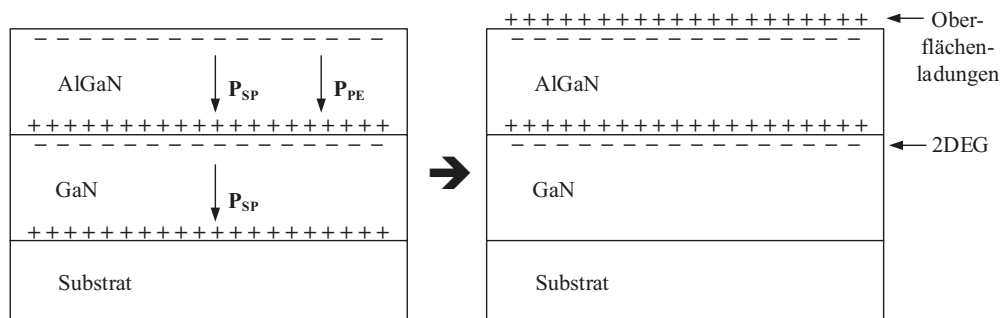


Abb. 2.14: links: Felder der piezoelektrischen und spontanen Polarisation; rechts: resultierende Oberflächenladungen und 2DEG (nach [Jar06])

Die beschriebenen elektrischen Felder und das hohe Leitungsbandenergieniveau des AlGaN's halten die Elektronen an der Oberfläche der GaN-Schicht, wodurch der Quantentopf zweidimensional wird.

Schalten des GaN-FETs

Das Schalten eines GaN-FETs wird an Hand des Bändermodells eines Verarmungstyps dargestellt, s. Abb. 2.15. Abgebildet sind die Gate-Elektrode, die AlGaN-Schicht und rechts die GaN-Schicht. Im spannungslosen Zustand (a) kann sich in dem Bereich, in dem das Leitungsband des GaN's das Fermi-niveau unterschreitet, das zweidimensionale Elektronengas ausbilden, wodurch der Kanal leitend ist. Wird nun eine negative Spannung an das Gate angelegt (b), verschiebt sich dessen Fermi-niveau und damit auch das Bandschema nach oben [Wol04]. Die sich ändernde Bandverbiegung des AlGaN/GaN-Kontakts hebt die Leitungsbandunterkante über das Fermi-niveau; das 2DEG kann sich nicht mehr ausbilden und der Kanal wird abgeschnürt.

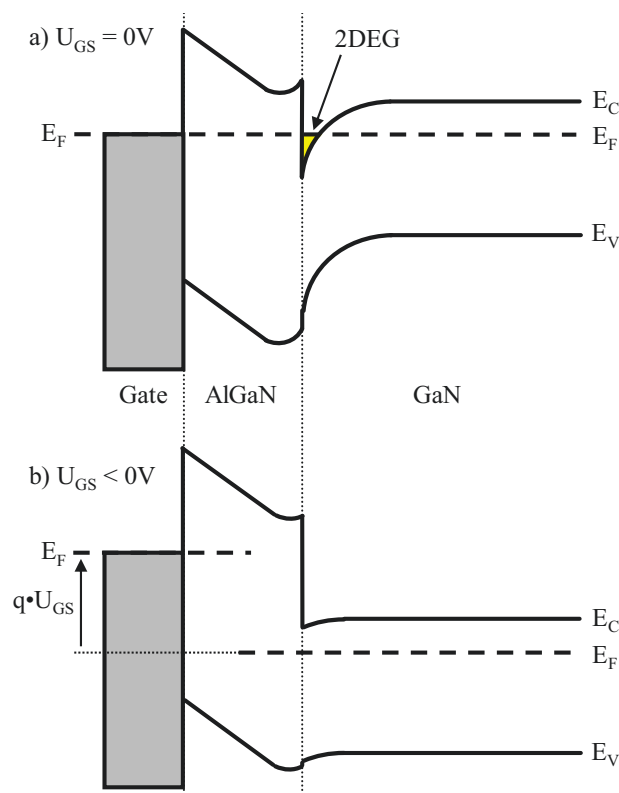


Abb. 2.15: Bänderdiagramm eines GaN-FETs bei leitfähigem (a) und gesperrtem (b) Kanal

Leitfähigkeit des Kanals

Die spezifische Leitfähigkeit des Kanals σ ergibt sich mit der Elementarladung q , den Ladungsträgerdichten n und p , sowie den Beweglichkeiten μ_n und μ_p zu:

$$\sigma = q \cdot (\mu_n \cdot n + \mu_p \cdot p) \quad (2.9)$$

Im Vergleich zu einem herkömmlichen Si-MOSFET bildet sich der Kanal nicht in einem dotierten Halbleiter aus, sondern in dem nur schwach oder gar undotierten Galliumnitrid. Somit befinden sich nur wenige Störstellen im Kristallgitter, die zu Streuprozessen führen können, was eine erhöhte Beweglichkeit der Ladungsträger zur Folge hat.

Die GaN-Schicht besitzt selbst nur wenige freie Ladungsträger. Die durch den Heteroübergang im 2DEG akkumulierten Ladungsträger erreichen aber eine sehr hohe Konzentration.

Da σ proportional zu μ_n und n ist, beeinflussen beide Eigenschaften die Leitfähigkeit positiv. Bei einem konventionellen MOSFET, also einem p-n-Übergang in Silizium, werden die Ladungsträgerdichte und die Beweglichkeit über die Stärke der Dotierung beeinflusst. Da Ladungsträgergeneration und -leitung aber in der selben Schicht stattfinden, verhalten sich beide Werte gegenläufig; bei hoher Dotierung steigt die Ladungsträgerdichte, aber die Streuprozesse steigen, wodurch die Beweglichkeit abnimmt.

Rückwärtsleitfähigkeit

Aufgrund der fehlenden pn-Übergänge existiert in einem GaN-HEMT kein parasitärer Bipolartransistor wie in einem Si-MOSFET, der durch einen Basis-Emitter-beziehungsweise Substrat-*Source*-Kurzschluss die bekannte intrinsische *Body*-Diode bildet. Wie bereits erwähnt ergibt sich durch die symmetrische Funktionsweise des HEMTs trotzdem eine Rückwärtsleitfähigkeit.

Bei einem ausgeschalteten Transistor (Anreicherungstyp) ist das *Gate*-Potenzial mit dem *Source*-Potenzial kurzgeschlossen. Wird nun die *Drain*-Spannung gegenüber *Source* negativ, entsteht zwangsweise eine positive *Gate-Drain*-Spannung (s. Abb. 2.16). Überschreitet diese die Schwellspannung U_{th} , wird der Kanal leitfähig.

Durch den *Gate-Source*-Kurzschluss muss im leitenden Zustand auch über dem Kanal mindestens U_{th} abfallen. Folglich sollte aus energetischer Sicht der Rückwärtsbetrieb, wie auch beim MOSFET, vermieden oder reduziert werden, da im korrekt eingeschalteten Zustand deutlich weniger Durchlassverlustleistung entsteht.

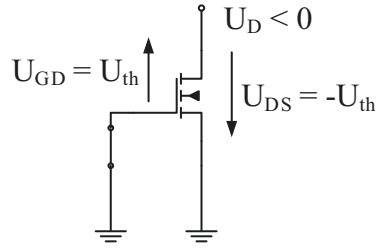


Abb. 2.16: Spannungen am rückwärtsleitenden GaN-HEMT

Kapazitäten des GaN-FETs

Die Kapazitäten des GaN-FETs sind geringer als bei einem vergleichbaren Si-FET, was teilweise mit den kleineren Abmessungen und dem planaren Aufbau zu begründen ist [EPC09]. Ein weiterer Grund für die geringe Ausgangs-Kapazität C_{oss} , der Summe aus der *Gate-Drain*-Kapazität C_{GD} und der *Drain-Source*-Kapazität C_{DS} , ist die Abwesenheit der *Body-Diode*, beziehungsweise dessen p-n-Übergang und der damit verbundenen Raumladungszone; darin gespeicherte Ladung müsste bei Umschaltvorgängen eingebracht beziehungsweise ausgeräumt werden.

Die geringeren Kapazitäten ermöglichen schnellere Schaltvorgänge, weil weniger Ladung umgeladen werden muss.

Die schnellen Schaltvorgänge bedeuten jedoch auch schnelle Spannungsänderungen $\dot{U}_S$ am Schaltknoten S , das heißt dem Knotenpunkt zwischen den beiden Transistoren und der Spule eines synchronen Tiefsetzstellers (siehe Abbildung 6.4), und damit auch am Bezugspotenzial der Miller-Kapazität C_{GD} , welche den *Miller-turn-on*- oder auch *Induced-turn-on*-Effekt (ITO) begünstigen. Dabei wird während des Einschaltens des *High-side*-FETs über die Miller-Kapazität des ausgeschalteten *Low-side*-FETs ein Strom in dessen *Gate*-Pfad eingepreßt:

$$I_{G,ITO} = C_{GD} \cdot \dot{U}_{GD} \quad (2.10)$$

Dieser Strom erzeugt einen Spannungsabfall über dem ohmschen Anteil des *Gate*-Entladepfades und lädt die *Gate-Source*-Kapazität. Die Steuerspannung wird damit:

$$U_{G,ITO} = R_{G,off} \cdot I_{G,ITO} \quad (2.11)$$

Übersteigt die *Gate*-Spannung die Schwellspannung U_{th} des Transistors, schaltet dieser ein und es entsteht ein Halbbrückenkurzschluss, der meist zur schnellen Zerstörung der Schaltung führt. Folglich sollte der Entladewiderstand $R_{G,off}$ so klein wie möglich dimensioniert werden. Eine weitere mögliche Maßnahme, um die Schwellspannung nicht zu überschreiten, ist das Ausschalten und Halten des *Gates* mit einer negativen *Gate-Source*-Spannung, was jedoch einen entsprechenden Mehraufwand in der Treiberschaltung erfordert.

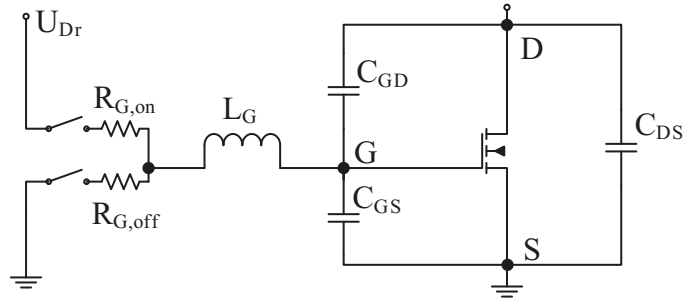


Abb. 2.17: Transistor mit *Gate*-Treiberschaltung inklusive parasitärer Behaftungen

Schwingkreise mit parasitären Induktivitäten

Die parasitäre *Gate*-Induktivität L_G bildet in Kombination mit der Eingangskapazität C_{iss} , der Summe aus der *Gate-Source*-Kapazität C_{GS} und der *Gate-Drain*-Kapazität C_{GD} , und den *Gate*-Widerständen $R_{G,on}$ und $R_{G,off}$ einen bedämpften LC-Schwingkreis, der eine Schwingfähigkeit der *Gate*-Spannung U_{GS} bedeutet, siehe Abbildung 2.17. L_G muss daher soweit möglich minimiert werden und der jeweilige *Gate*-Widerstand so hoch gewählt werden, dass eine gefährliche durch i_G induzierte Spannungsüberhöhung vermieden wird. Dies beeinflusst wiederum die Schaltzeit negativ, weshalb primär eine Minimierung von L_G anzustreben ist. Dafür ist es naheliegend den *Gate*-Treiber-Ausgang und das *Gate* des Transistors möglichst nah zusammen zu positionieren, Leiterbahnen und Bond-Drähte zu vermeiden, beziehungsweise Treiber und Transistoren gemeinsam in ein *Package* zu integrieren.

Dynamischer Durchlasswiderstand

Der dynamische $R_{DS,on}$ bezeichnet ein für GaN-HEMTs spezifisches Verhalten, bei dem der Durchlasswiderstand nach dem Einschalten des Transistors aus anliegender Sperrspannung erst verzögert auf den statischen $R_{DS,on}$ abfällt. Ursächlich für dieses Verhalten sind vor allem herstellungsbedingte Störstellen, die Elektronenfallen oder Haftstellen (sogenannte *Traps*) erzeugen [Wol04]. Diese werden mit zunehmender Sperrspannungsbeaufschlagung mit Elektronen besetzt und verursachen eine Verarmung des Leitkanals beim Wiedereinschalten; in der Literatur wird das Symptom auch als *current-collapse* bezeichnet.

Die Zeitkonstanten für das *Trapping* und *Detrapping* können deutlich größer als die Schaltperiode sein, bis zu mehreren Stunden [Men17], weshalb dieses Phänomen für die Schaltung hinsichtlich der Strom- und Spannungsverläufe, sowie der entstehenden erhöhten Durchlass-Verlustleistung relevant sein kann.

In ihren Untersuchungen haben Badawi et al. [Bad16] gezeigt, dass der Effekt mit steigender Sperrspannung, steigender Sperrdauer, steigender Schaltfrequenz und steigender Temperatur zunimmt.

Die *Traps* können mittlerweile überwiegend charakterisiert und lokalisiert werden [Men17], so dass das Bauteildesign und die Fertigungsprozesse dahingehend erfolgreich optimiert werden können [Stu14]. Mittelfristig ist mit einer abnehmenden Relevanz auf Anwendungsebene zu rechnen. Einige GaN-Hersteller stellen bereits heute Bauteile ohne dynamischen $R_{DS,on}$ beziehungsweise *current-collapse* für die nächste Produktgeneration in Aussicht; die Fa. Panasonic bringt 2017 solche Bauteile unter dem Produktnamen $X - GaN^{TM}$ auf den Markt [Tan15].

Bei den späteren Messungen hat sich mit den verwendeten GaN-HEMTs keine signifikante Auswirkung des dynamischen Durchlasswiderstands gezeigt. Da zudem die Durchlassverluste nur einen sehr geringen Anteil an den Transistorverlusten haben (s. später Abb. 7.5), wird der Effekt nicht weiter behandelt.

Resistenz gegen kosmische Strahlung

Publikationen zu Bestrahlungsuntersuchungen von GaN-Transistoren berichten von verschiedenen post-irradiativen Parameterveränderungen, wie Schwellspannungsverschiebung (U_{th}), erhöhtem Durchlasswiderstand ($R_{DS,on}$) und Degradation der Transkonduktanz (g_m) [Wan17, Keu15].

Durch die Abwesenheit von Siliziumdioxid als Isolationsschicht in GaN-HEMTs wird ihnen eine geringere Sensitivität auf Bestrahlung zugeschrieben [Wan17]. In [Sch14] wird damit ebenfalls ein geringes Risiko für TID-Effekte (*Total-ionizing-dose*) begründet; eine Anfälligkeit für *Single-Event*-Effekte (*SEE*), mit Abhängigkeiten zum Ionentyp, Einstrahlwinkel, paralleler Kapazität und Streuungen über Fertigungscharakteren, wurde in Messungen nachgewiesen.

Versuche im Rahmen des europäischen Forschungsprojektes E^2COGaN haben eine starke Empfindlichkeit bei Protonen- und Schwerionen-Beschuss, aber auch eine gute Beständigkeit im TID-Test gezeigt [Men17], was die vorherigen Punkte bestätigt.

Die Firmen EPC und Microsemi belegen in eigenen Versuchsreihen mit ihrer neuesten Produktgeneration an GaN-Transistoren die weitestgehende Beständigkeit in allen Bestrahlungstests [Lid14].

Das Verhalten in den verschiedenen Tests scheint jedoch stark abhängig vom spezifischen Aufbau des jeweiligen Bauteils zu sein, weshalb eine allgemeingültige oder vergleichende Aussage zu Galliumnitrid gegenüber Silizium aktuell nicht aufgestellt werden kann.

Fazit

Es wurden die grundlegenden Unterschiede verschiedener Leuchtmittel dargestellt, aus denen das Bestreben nach der verstärkten Verwendung von LEDs auch im Automobilbereich hervorgeht, was wiederum erst die Notwendigkeit einer Steuerelektronik mit Schaltreglern erzeugt.

Die spezifischen Eigenschaften der Halbleiter-Leuchtdioden stellen wesentliche Anforderungen an die Treiberelektronik hinsichtlich der Betriebsart, statischer und dynamischer Stell- und Regelgrößen und der elektrischen Überwachung.

Die unterschiedlichen Betriebsbereiche und die transienten Eigenschaften des 12 V- und des 48 V-Bordnetzes wurden aufgezeigt. Insbesondere die in beiden Fällen große Spreizung der Spannungsbereiche ist essentiell nachteilig für die optimierte Auslegung der Schaltung.

In die grundlegenden Schaltreglertopologien wurde eingeführt und die Auswahl des Tiefsetzstellers für diese Arbeit begründet.

Es wurde ein Überblick über die wesentlichen Besonderheiten und Unterschiede von Galliumnitrid-Transistoren zu herkömmlichen Silizium-Transistoren hinsichtlich des Aufbaus, der Funktionsweise, des Schaltverhaltens und der im Betrieb relevanten elektrischen Eigenschaften gegeben.

GaN stellt eine interessante und vielversprechende Halbleiter-Technologie dar, die auf Grund ihrer großen Unterschiede zu Silizium jedoch nicht einfach in bestehenden Schaltungen als Ersatz dienen kann, sondern gesamthaft verstanden und spezifisch integriert werden muss.

3 Stand der Technik

3.1 Aktuelle Standardschaltungen und -topologien

Für eine allgemeine Bewertung der aktuellen technischen Lösungen wurden neun LED-Frontscheinwerfersysteme mit insgesamt 18 Steuergeräten verschiedener Fahrzeughersteller und Zulieferer hinsichtlich der Steuergerätekonzepte untersucht.

In den betrachteten Steuergeräten sind als Schaltreglertopologien vorwiegend Tiefsetzsteller und Hochsetzsteller gegen Masse, sowie die zweistufige Kombination daraus, das heißt ein spannungsgeregelter Hochsetzsteller mit nachgeschalteten Tiefsetzstellern, vorzufinden. Außerdem sind Hochsetzsteller gegen Eingangsspannung weit verbreitet. Davon abweichende Schaltungen, wie SEPIC- oder *Ćuk*-Wandler, sind darüber hinaus nur seltene Einzelfälle, die auch hier nicht vorzufinden waren.

Die vermessenen Schaltungen zeigten Schaltfrequenzen im Bereich $300 - 500\text{ kHz}$. In dieser Anwendung stellt dieses Spektrum in der Regel einen guten Kompromiss zwischen Schaltverlusten und Bauteilgrößen dar. Ein weitere Begründung ist darin zu vermuten, dass die EMV-Vorschrift LV50 [BMW13] zwischen 280 und 520 kHz höhere Emissionswerte zulässt und deshalb die kritische Grundfrequenz in diesen Bereich gelegt wird.

Die konstruktiven Lösungen lassen sich auf wenige Ausprägungen beschränken. Bei Treiberschaltungen mit geringer Ausgangsleistung für Signallichtfunktionen sind einzeln in den Scheinwerfer eingeschobene Leiterkarten ohne weiteres Gehäuse zu finden. In den allermeisten Fällen, vor allem bei den leistungsintensiven Lichtfunktionen, sind die Steuergeräte von außen am Scheinwerfer montiert und verfügen über ein Gehäuse aus Blech oder zumeist einen Aluminium-Kühlkörper zur Entwärmung.

Ohnehin machen die Komponenten zur Wärmeabfuhr einen Großteil des Gewichts der Steuergeräte aus, weshalb das Gewicht in Relation zur gelieferten Ausgangsleistung ein guter Indikator für den Wirkungsgrad der Schaltung ist. Die Untersuchung aktueller Wettbewerbsprodukte lieferte die Leistungsgewichte in Tabelle 3.1, jeweils gerechnet auf den Gesamtscheinwerfer, das heißt teilweise als Summe mehrerer Steuergeräte.

Die Partitionierung auf eines oder mehrere Steuergeräte pro Scheinwerfer scheint eher in der jeweiligen Fahrzeugarchitektur und Wiederverwendbarkeit begründet zu sein.

Ein Vorteil im Leistungsgewicht ist in Abhängigkeit der Anzahl der Steuergeräte nicht erkennbar.

Steuergeräte (Anzahl)	Leistungsgewicht der Steuergeräte [g/W]
Scheinwerfer A (3)	3,47
Scheinwerfer B (3)	6,78
Scheinwerfer C (2)	9,13
Scheinwerfer D (2)	6,85
Scheinwerfer E (2)	7,48
Scheinwerfer F (2)	4,02
Scheinwerfer G (2)	4,60
Scheinwerfer H (1)	4,67
Scheinwerfer I (1)	6,41

Tab. 3.1: Leistungsgewichte verschiedener Steuergeräte im Wettbewerbsvergleich

3.2 Wissenschaftliche Einordnung

Zu den Bereichen der automotiven Beleuchtungselektronik, der Galliumnitrid-Technologie und der Schaltregler-Wirkungsgradoptimierung verweisen die folgenden Referenzen auf bestehende Arbeiten angrenzender Themenfelder.

Bordnetzspannungsebene und DC/DC-Schaltreglertopologien für Fahrzeugbeleuchtung

So et al. [So00] haben bereits im Jahr 2000 den pulsweitenmodulierten Betrieb von Glühlampen mit 42 V behandelt. Wie schon in der Einleitung erwähnt, untersuchte Hu [Hu03] den Betrieb einer 14 V-Glühlampe an 42 V-Bordnetzspannung mit Hilfe eines DC-DC-Wandlers. Für diese Anwendung stellten Hu et al. [Hu04] einen synchronen, *voltage-mode* Tiefsetzsteller mit nahezu 90% Wirkungsgrad bei Nennleistung vor.

Eine grundsätzliche Betrachtung der verwendbaren Schaltreglertopologien für den Betrieb von Leuchtdioden unter verschiedenen Versorgungsspannungslagen im Automobil, darunter auch das 42V-Bordnetz, wurde in [Gac08] behandelt.

Galliumnitrid-Bauelemente

Galliumnitrid ist ein seit den 90er-Jahren aufstrebender Halbleiter-Werkstoff, der heutzutage vor allem in blauen und weißen Leuchtdioden bereits weit verbreitet ist. Isamu Akasaki, Hiroshi Amano und Shuji Nakamura erhielten 2014 den Physik-Nobelpreis für die Erfindung der leuchtstarken GaN-LEDs.

Auch in Transistoren der Hochfrequenztechnik für Sensorik und Kommunikation im Gigahertz-Bereich hat die Technologie bereits Einzug erhalten.

Zur Zeit wird in allen Bereichen der Leistungselektronik an den Potenzialen der GaN-HEMTs geforscht; vor allem in Hochvoltanwendungen, wie stationären Energiewandlern in Photovoltaik- oder Windkraftanlagen und Lade- und Antriebselektronik in elektrischen Fahrzeugantriebssystemen, werden angesichts der Thematisierung in veröffentlichten Forschungsarbeiten und auf Konferenzen Vorteile durch die Nutzung von Galliumnitrid erwartet.

Auch eine Schottky-Diode auf GaN-Basis wurde in einem asynchronen Hochvolt-*Buck*-Konverter für Retrofit-LED-Leuchten von Zibold et al. vorgestellt [Zib16]. In einer Niedervoltanwendung, wie in dieser Arbeit, ist die Verwendung einer GaN-Schottky-Diode auf Grund der hohen Vorwärtsspannung jedoch nicht zielführend.

Resonante GaN-Schaltregler

Mit Bezug zu einer Beleuchtungsanwendung, haben Saito et al. [Sai08] einen resonanten GaN-Inverter zum Betrieb von Fluoreszenzlampen veröffentlicht und dabei insbesondere die Vorteile der höheren Schaltfrequenzen genutzt.

Einen ZVS-Spannungsregler von 28 auf 3,3 V bei 3 MHz Schaltfrequenz haben Lee et al. [Lee15] vorgestellt und weisen dabei einen Wirkungsgradvorteil durch die Verwendung einer Luftspule und resonanten Schaltens aus.

Ebli et al. [Ebl16] präsentierten die Leistungsfähigkeit eines GaN-basierten hart- und resonant-geschalteten Hochvolt-*Boost*-Konverters und dessen Optimierungspotenzial hinsichtlich des Gesamtwirkungsgrads durch lastabhängige Frequenzanpassung.

Weiterführende Optimierungsmaßnahmen der parasitären Induktivitäten im *Gate*-Kreis und im Leistungs-Kreis wurden von Wang et al. veröffentlicht [Wan16]. Deren Reduktion ist mit steigender Schaltgeschwindigkeit und -frequenz von zunehmender Bedeutung und für den Betrieb von GaN-HEMTs im MHz-Bereich essentiell.

4 Anforderungen an die Elektronik

4.1 Grundlegende Automotive-Anforderungen

Die Anforderungen an eine elektronische Komponente im Kraftfahrzeug sind sehr umfangreich; sie reichen von den thermischen, mechanischen und chemischen Umweltanforderungen, über elektrische Anforderungen durch das Bordnetz, bis zu Anforderungen zu Aufbau- und Verbindungstechnik, Bauteil- und Materialauswahl, elektromagnetischer Verträglichkeit und der Lebensdauer. Zudem kommt eine Vielzahl weitreichender und prozessualer Vorschriften.

Im Hause BMW sind diese Anforderungen in sogenannten Group Standards spezifiziert, welche mittlerweile zu einem großen Teil auf den herstellerübergreifend⁽¹⁾ erarbeiteten und standardisierten Liefervorschriften (LV) basieren. Darin sind in der Regel auch die Prüfungen definiert, mit denen die Erfüllung der Anforderungen nachgewiesen werden muss. Alle Liefervorschriften referenzieren auf weitere nationale und internationale Standards, auf welche im Folgenden nur an relevanten Stellen genauer eingegangen wird.

Die elektrischen Anforderungen durch das 12 V-Fahrzeugenergiebordnetz sind, wie zuvor bereits erwähnt, in der LV124 Teil 1 festgelegt; für das 48 V-Bordnetz gilt die LV148. Auf die für diese Arbeit wichtigsten elektrischen Prüfungen wurde bereits in Kapitel 2.2 näher eingegangen.

Die Umweltanforderungen umfassen die klimatischen, mechanischen und chemischen Spezifikationen und sind in der LV124 Teil 2 beschrieben. Besondere Relevanz hat in diesem Zusammenhang der Einbauort, von dem Spitzentemperatur, das Temperaturkollektiv über Lebensdauer und der Temperaturhub pro Betriebszyklus abhängen. Die Elektronik am oder im Frontscheinwerfer ist in Fahrzeugen mit Frontverbrennungsmotor Betriebstemperaturen bis 105 °C und Spitzentemperaturen von circa 120 °C ausgesetzt, was für die meisten Halbleiter bereits eine kritische Umgebungstemperatur ist, beziehungsweise lebensdauerermindernd wirkt.

Die Elektronik soll einen Baukasten darstellen können, das heißt, dass sie in verschiedenen Fahrzeugen beziehungsweise Scheinwerfern eingesetzt werden muss. Dabei darf maximal die Anzahl der Treiberstufen skaliert werden, die sonstige Hard- und

⁽¹⁾Audi AG, BMW AG, Daimler AG, Porsche AG, Volkswagen AG

Software muss davon unberührt bleiben. Dies wird bei den folgenden Anforderungen entsprechend berücksichtigt.

Grundsätzlich soll der elektrische Energiebedarf jeder Funktion auf ein Minimum reduziert werden. Das bedeutet insbesondere Verlustleistung soweit wie möglich zu vermeiden. Relevant ist hierbei vor allem das CO_2 -Äquivalent zur Bewertung des Nutzens oder der Belastung auf Fahrzeugemissionsebene; für ein konventionelles Fahrzeug mit Ottomotor lässt sich dies mit den folgenden Parametern berechnen:

Heizwert $Hi = 11,5 \frac{kWh}{kg}$, $\rho_{Benzin} = 0,75 \frac{kg}{l}$, $\eta_{Motor} = 0,2$ [Mar13], $\eta_{Generator} = 0,6$ [Bos02], Kohlendioxidemission $\rho_{Bv} = 2,36 \frac{kg(CO_2)}{l}$, durchschnittliche Fahrgeschwindigkeit $v = 46,5 \frac{km}{h}$ (nach Normzyklus WLTP [ECE13], Fahrzeug-Klasse 3 mit $v_{max} > 120 \frac{km}{h}$).

$$\begin{aligned} H_i \cdot \rho_B \cdot \eta_{Motor} \cdot \eta_{Generator} &= \rho_{Bv} \cdot \frac{1}{v} \\ \Leftrightarrow 1 W &= 0,049 \frac{g(CO_2)}{km} \end{aligned} \quad (4.1)$$

Die Berechnung mit Dieselkraftstoff ergibt fast den gleichen Wert. $1 \frac{gCO_2}{km}$ entspricht also circa $20,4 W$ elektrischer Leistung.

EMV-Anforderungen

Weitere wichtige Aspekte für elektronische Komponenten sind die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) und die Robustheit gegen elektrostatische Entladungen (ESD), deren Anforderungen und Prüfungen in der Liefervorschrift 50 [BMW13] festgelegt sind.

Insbesondere für Schaltregler ist die Einhaltung der elektromagnetischen Emissionsgrenzwerte, wegen der durch die Schaltvorgänge entstehenden hochfrequenten Oberschwingungen in den Strom- und Spannungsverläufen, eine Herausforderung.

Für diese Arbeit wurde aus der LV50 die Prüfung der leitungsgeführten Störemission an der Bordnetznachbildung zur grundlegenden Beurteilung des elektromagnetischen Verhaltens der Schaltung ausgewählt. Die Ergebnisse sollen bereits auf simulativer Ebene abgeschätzt werden, um unnötige Hardwareschleifen oder Designfehler zu vermeiden (s. Kap. 7.8). Dieser Ansatz erfordert die Abbildung aller relevanten parasitären elektrischen Eigenschaften der Bauteile, sowie die Nachbildung des Messaufbaus im Simulationsmodell.

4.2 Anwendungsbezogene Anforderungen

4.2.1 Leuchtmittelspezifische Anforderungen

Im Frontscheinwerfer werden für die weißen Lichtfunktionen (Abblendlicht, Fernlicht, Tagfahrlicht, Positionslicht, etc.) heute fast ausschließlich Leuchtdioden auf Indiumgalliumnitrid-Basis eingesetzt. Vereinzelt finden auch bereits Laserdioden auf Basis des selben Halbleiters Anwendung [Wer14]. Die Durchlassspannung von InGaN-Dioden beträgt bei Nennstrom etwa 3,3 bis 4,0 V [Krü07], was je nach Chipdesign, Aufbautechnologie, Produktionstoleranzen und vor allem auch der Bauteiltemperatur schwanken kann.

Die heutigen Hochleistungs-LEDs werden mit Betriebsströmen von bis zu 1200 mA betrieben (in wenigen Fällen auch bis 1500 mA). Je nach Anwendung, das heißt funktionaler Notwendigkeit beziehungsweise benötigter Lichtleistung, werden mehrere LEDs oder gleich Multi-Chip-LEDs in Reihe geschaltet, so dass sich in der Regel LED-Stränge mit zwei bis acht LEDs in Reihe bilden. Somit ergeben sich Strangspannungen von $U_{s,min} = n_{min} \cdot U_{f,min} = 2 \cdot 3,3 V = 6,6 V$ bis zu $U_{s,max} = n_{max} \cdot U_{f,max} = 8 \cdot 4,0 V = 32,0 V$.

Für die thermische Auslegung der Treiberschaltung ist vor allem auch die maximale Strangleistung relevant, die sich mit $P_{s,max} = U_{s,max} \cdot I_{s,max} = 32,0 V \cdot 1200 mA = 38,4 W$ ergibt.

In einigen Anwendungen kann es vorkommen, dass einzelne LED-Segmente eines Stranges durch parallele Transistoren kurzgeschlossen werden, um sie einzeln schalten zu können, ohne separate Treiberstufen zu benötigen. Da die über dem Durchlasswiderstand $R_{DS,on}$ des Transistors abfallende Spannung geringer ist als die Schwellenspannung der LED, sperrt diese. Dadurch ergibt sich für den Treiber eine dynamische Ausgangslast. Dies erfordert eine möglichst geringe Ausgangskapazität der Schaltung, da sich diese bei Wegschalten einer Teillast auf das neue Spannungsniveau entlädt, was in einem Strompeak resultiert, der zum einen sichtbar sein kann, zum anderen aber auch die noch aktiven Dioden schädigen kann. Der theoretische, kritischste Fall ist der Sprung von der maximalen Strangspannung $U_{s,max}$ auf die minimale Strangspannung $U_{s,min}$.

Für die Stromregelung der konventionell hartschaltenden Treiberstufe ist ein nicht-lückender Betrieb, auch *continuous-conduction-mode* genannt, gefordert (s. Abb. 2.7). Der zulässige Stromrippel I_r ergibt sich vor allem aus den maximal zulässigen Stromspitzen:

$$I_{max} = I_n + I_r/2 \Leftrightarrow I_r = 2 \cdot (I_{max} - I_n) \quad (4.2)$$

Da dies primär vom Nominalstrom I_n der jeweiligen Anwendung und der maximalen Pulsbelastbarkeit I_{max} der jeweiligen Diode, welche bei vielen Leuchtmitteln nicht in ausreichender Güte vom Hersteller angegeben wird, abhängt, wird der zulässige Stromripple als Kompromiss zwischen technischem Aufwand und möglichst schonendem Betrieb der Dioden frei definiert. Im stationären Betrieb soll der Stromripple maximal $\pm 5\%$, im transienten Betrieb (s. Kap. 2.2) maximal $\pm 15\%$ des Nennstromes betragen.

In einigen Datenblättern lassen sich konkrete Maximalwerte finden; so werden beispielsweise in [Phi09] ein maximaler Stromripple von umgerechnet $6,7\%$ und eine Stromspitze von $+42,9\%$ für $\leq 10\text{ ms}$ bezogen auf den maximalen Nennstromwert angegeben, was durch die zuvor genannten Anforderungen abgedeckt wird.

Der Stromripple in der LED hängt nicht direkt vom Stromripple in der Induktivität ΔI_L ab, sondern von der Spannungsdifferenz am Ausgangskondensator, welcher als Spannungsquelle wirkt, und der steilen Strom-Spannungs-Kennlinie der Leuchtdiode. Der zulässige Ripple hat folglich maßgeblichen Einfluss auf die Dimensionierung des Kondensators.

Die Flankensteilheit der Ausgangssignale ist ein Kompromiss aus Verlustleistung und elektromagnetischer Verträglichkeit. Aus Effizienzsicht sollten die Flanken so steil wie möglich sein; maximale Gradienten sind in der LV50 [BMW13] wie folgt spezifiziert:

$$\left| \frac{\delta u}{\delta t} \right| \leq 10 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}} ; \quad \left| \frac{\delta i}{\delta t} \right| \leq 100 \frac{\text{mA}}{\mu\text{s}} \quad (4.3)$$

Diese gelten auch für die eingangsseitigen Anstiegs- und Abfallflanken, das heißt die leitungsgebundene Rückkopplung der Treiberschaltung auf die Versorgungsleitungen. Die Einhaltung dieser Werte kann über eine entsprechend große Dimensionierung der Eingangskapazität erreicht werden.

Wie bereits in Kapitel 2.1 erläutert, wird die Helligkeit der LEDs per Pulsweitenmodulation gesteuert, nach Möglichkeit mit einer Frequenz von 1000 Hz . Dies wird auch für die Darstellung dynamischer Lichtfunktionen benötigt, das heißt, dass zum Beispiel einzelne Bereiche einer Abblend- oder Fernlichtverteilung abhängig von der Fahrsituation gedimmt werden.

Um die Übergänge fließend erscheinen zu lassen, ist eine Auflösung der PWM von 8 Bit ausreichend. Für einzelne Lichtfunktionen, die auf ein niedriges Tastverhältnis aus dem ausgeschalteten Zustand gedimmt werden, zum Beispiel eine Rampe von 0 auf 10% Tastverhältnis mit einer Dauer von 1 s , ist aus Wertigkeitsgründen eine PWM-Auflösung von 10 Bit notwendig.

Zur grundlegenden Adaption an den jeweiligen LED-Typen, muss der *Peak*-Strom (Spitzenstrom) des Treiberausgangs veränderbar sein. Das heißt es müssen beide Größen, PWM-Tastverhältnis und Stromamplitude, einstellbar sein. Auf Grund der ge-

forderten Baukastenfähigkeit der Elektronik, muss dies per Software beziehungsweise Codierung möglich sein.

Die Temperaturen der Leuchtmittel müssen zum Schutz der Bauteile überwacht werden. Dazu wird in der Regel pro LED-Modul, das heißt pro Kühlkörpereinheit oder pro Funktionseinheit, ein Temperatursensor vorgesehen, der durch das Steuergerät eingelesen wird. Bei Überschreiten anwendungsspezifisch definierter Temperaturschwellen wird die Leistung der betroffenen Leuchtmittel per PWM-Tastverhältnis reduziert.

Ziel der Schaltung ist es über den gesamten Betriebsbereich, das heißt über alle möglichen Übersetzungs- und Lastverhältnisse, einen maximalen Wirkungsgrad zu erzielen. Dabei ist die Erwartung, dass dieser stets über 90% liegt.

Um die Vergleichbarkeit der betrachteten Schaltungen zu gewährleisten und dabei die wesentlichen Punkte des gesamten Betriebsbereichs zu berücksichtigen, werden einige Lastfälle definiert, die etwa in den vier Eckpunkten aus Strom- und Spannungsbereich sind und zusätzlich ein Lastfall im mittleren Strom- und Spannungsbereich, der den typischen Standard-Fall darstellt und deshalb im Folgenden als Hauptreferenz verwendet wird:

- (1) $10\text{ V} \cdot 700\text{ mA} = 7,0\text{ W}$
- (2) $10\text{ V} \cdot 1200\text{ mA} = 12,0\text{ W}$
- (3) $30\text{ V} \cdot 700\text{ mA} = 21,0\text{ W}$
- (4) $30\text{ V} \cdot 1200\text{ mA} = 36,0\text{ W}$
- (5) $24\text{ V} \cdot 1000\text{ mA} = 24,0\text{ W}$

4.2.2 Funktionale Anforderungen

Mit der Elektronik soll jede beliebige Lichtfunktion darstellbar sein, was durch die bereits geforderte Einstellbarkeit von Peakstrom und Tastverhältnis gegeben ist, beziehungsweise in der Software entsprechend umgesetzt werden muss.

Die Schaltung soll insgesamt skalierbar sein, das heißt, dass vor allem die Anzahl der Treiberausgänge mit wenig Aufwand verändert werden kann. Dazu empfiehlt sich ein modularer Aufbau der einzelnen Treiberstufen mit möglichst kompakten Schnittstellen zum Mikrocontroller, welche einfach vervielfältigt werden können und variabel bestückbar sind.

Manche Lichtfunktionen unterliegen nach ISO-26262 [ISO11] einer Funktionssicherheitsklassifizierung. Dazu zählen bei den Exterieurlichtfunktionen aktuell das Abblendlicht, das Bremslicht und der Fahrtrichtungsanzeiger.

Dies bedeutet neben diversen Prozessvorschriften und -dokumentationen während

der Entwicklung einige technische Nachweise. Dazu zählt insbesondere die Einhaltung gewisser Ausfallraten (FIT = failure in time = Tolerierte Ausfälle der Funktion pro $10^9 h$).

Um die funktions- beziehungsweise produktabhängigen Ausfallraten zu unterschreiten, müssen gegebenenfalls Hardware- oder Softwareredundanzen, abgesicherte Datenkommunikation, checksummengesicherte Speicherblöcke, hardwaregetrennte *Watchdogs* und Ähnliches im System vorgesehen werden. Da dies jedoch keine Relevanz für den Wirkungsgrad der betrachteten Schaltung hat, sondern primär für den Serienentwicklungsprozess von Bedeutung ist, sei an dieser Stelle nur auf die Norm verwiesen.

Um Fehler im System oder Funktionseinschränkungen, wie mangelhafte Beleuchtung, selbständig erkennen und den Kunden darüber informieren zu können, ist in aller Regel eine Ausfallerkennung der Leuchtmittel gefordert. Auch die Zulassungsvorschriften verschiedener Märkte reglementieren Eigendiagnosefähigkeit und funktionale Reaktionen. So fordert zum Beispiel die ECE-Regelung 123 [ECE10], die insbesondere für die Homologation in Europa erfüllt werden muss, eine Ausfallerkennung mit Fahrerinformation für LEDs in adaptiven Frontbeleuchtungssystemen. Auch die Diagnose in Servicewerkstätten wird dadurch erleichtert.

Die Ausfallerkennung beschränkt sich in der Regel auf die elektrische Überwachung der Treiberausgangsklemmen, womit eine Unterbrechung und ein Kurzschluss zwischen diesen erkannt werden kann. Eine optische Überwachung der Leuchtmittel wird nur in Einzelfällen verwendet und erfordert eine separate optische Sensorik außerhalb der LED-Treiberschaltung. Die möglichen Ausfallszenarien von Leuchtdioden sind im Kapitel 2.1 näher beschrieben.

Die Betriebsstrategie fast aller Lichtfunktionen sieht eine dauerhafte Verfügbarkeit, innerhalb der spezifizierten Spannungs- und Temperaturgrenzen, vor (s. Kap. 2.2 und 4.1). Die Schaltung inkl. aller Komponenten muss also auf den Dauerbetrieb, auch am Rande der Spezifikation, ausgelegt werden. Für extreme, transiente Umgebungsbedingungen, wie Temperaturspitzen oder Spannungseinbrüche, sind teilweise Funktionseinschränkungen beziehungsweise -degradation zugelassen.

Wird bei der Verwendung eines Tiefsetzstellers im 48V-Bordnetz die Eingangsspannung kleiner als die Ausgangsspannung, zum Beispiel bei einem Startimpuls (s. Tab. 2.5) und maximaler LED-Strangspannung von $32,0 V$, muss die Treiberstufe dauerhaft durchschalten, um den Stromfluss durch die Last aufrecht erhalten zu können. Dabei sinkt der Strom entsprechend der jeweiligen Diodenkennlinie, bis die Schwellenspannung des LED-Strangs unterschritten wird. Je nach LED-Typ muss die maximale Anzahl an LEDs pro Strang gegebenenfalls reduziert werden, um die Anforderungen aus Kap. 2.2 (max. 30% Leistungsreduktion im Spannungsbereich mit Funktionseinschränkung) erfüllen zu können.

Fazit

Die grundlegende Herausforderung in der Auslegung der Schaltung sind die großen Spreizungen der geforderten Eingangsspannungs-, Ausgangsspannungs- und Ausgangsstrombereiche.

Die in der Elektronik entstehende Verlustleistung ist relevant für den Gesamtenergiebedarf aus dem Fahrzeugbordnetz und für die Dimensionierung des Kühlkörpers zur Entwärmung. Beides wird auch als CO_2 -Äquivalent bemessen und dient so unmittelbar einer Nutzen-/Last-Betrachtung auf Gesamtfahrzeugebene.

Die wesentlichen Anforderungen an die Elektronik sind in der Tabelle 4.1 zusammengefasst:

Temperaturbereich	-40 °C bis $+105\text{ °C}$ dauerhaft, bis $+120\text{ °C}$ transient
Lastspezifikation	Spannungsbereich: $6,6 - 32,0\text{ V}$ Strombereich: $700 - 1200\text{ mA}$ Leistungsbereich: $4,62 - 38,4\text{ W}$ Stromrippel $I_r(I_n)$: $\pm 5\%$ bzw. $\pm 15\%$ transient
Bordnetz	Betriebsspannungsbereich, überlagerte Wechselspannung, Spannungsschwankungen im Normalbetrieb, Transiente Überspannung und Startimpulse nach Kapitel 2.2 für das 48 V -Bordnetz
PWM	Frequenz: $200 - 1000\text{ Hz}$, Auflösung: $8 - 10\text{ Bit}$
Wirkungsgrad	$\eta \gg 90\%$
Diagnose	Erkennung von Kurzschluss und Unterbrechung am Treiberausgang
Ausgangskapazität	$C_a \rightarrow 0$
EMV	Flankensteilheiten: $\left \frac{\delta u}{\delta t} \right \leq 10 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$, $\left \frac{\delta i}{\delta t} \right \leq 100 \frac{\text{mA}}{\mu\text{s}}$ Einhaltung der Grenzwerte nach LV50

Tab. 4.1: Zusammenfassung der wesentlichen Anforderungen

5 Verlustleistungsberechnung

Als Basis für die folgenden Betrachtungen und Simulationen werden die einzelnen Verlustleistungskomponenten des Tiefsetzstellers, mit einem Aufbau nach Abbildung 5.1, ermittelt.

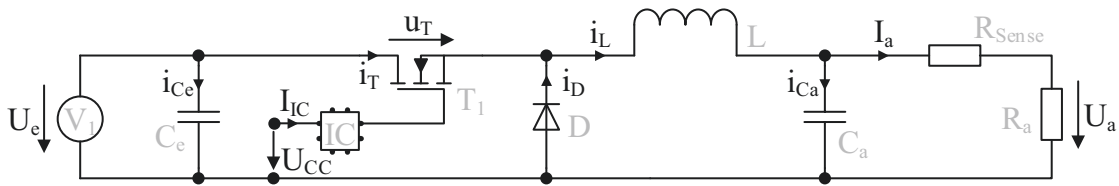


Abb. 5.1: Prinzipschaltbild des Tiefsetzstellers mit den für die Berechnungen relevanten Bauteilströmen und -spannungen

5.1 Verlustleistung im Transistor

Die Gesamtverlustleistung eines Transistors setzt sich im Wesentlichen aus sechs einzelnen Anteilen zusammen; im leitenden Zustand entstehen im Kanal die Durchlassverluste $P_{V,T(D)}$, im gesperrten Zustand die Sperrverluste $P_{V,T(S)}$. Beim Umschalten des Transistors entstehen im *Drain-Source*-Pfad Einschaltverluste $P_{V,T(E)}$ beziehungsweise Ausschaltverluste $P_{V,T(A)}$ und im *Gate*-Pfad Ansteuerungsverluste $P_{V,T(G)}$ und Leckverluste $P_{V,T(L)}$.

Durchlassverlustleistung

Die Durchlassverlustleistung errechnet sich aus dem Durchlasswiderstand $R_{DS,on}$ des leitenden *Drain-Source*-Kanals und dem Effektivstrom:

$$P_{V,T(D)} = I_{T,eff}^2 \cdot R_{DS,on} \quad (5.1)$$

Der Stromfluss durch den Transistor, dargestellt in Abbildung 5.2, lässt sich wie folgt beschreiben:

$$i_T(0 \leq t \leq t_{ein}) = I_a - \frac{\Delta I_L}{2} + \Delta I_L \cdot \frac{t}{t_{ein}} \quad (5.2)$$

$$i_T(t_{ein} \leq t \leq T) = 0 \quad (5.3)$$

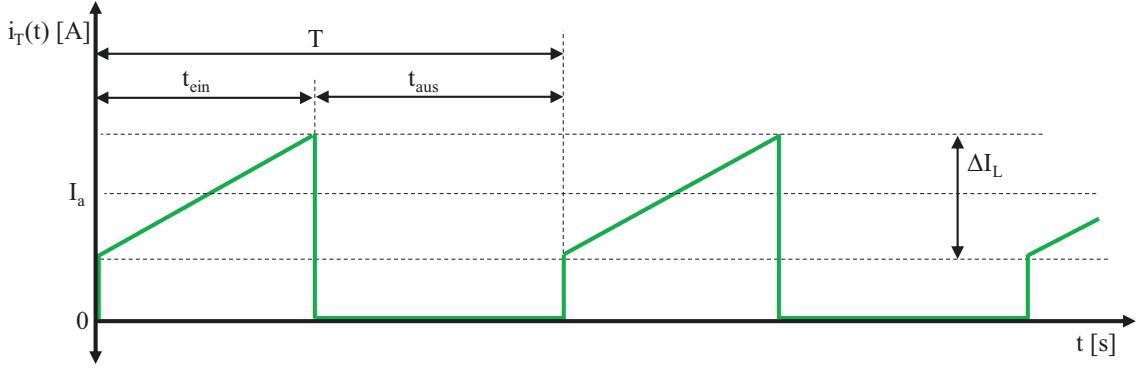


Abb. 5.2: Stromverlauf im Schalttransistor eines Tiefsetzstellers

Der Effektivwert berechnet sich mit:

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} \quad (5.4)$$

Daraus ergibt sich der Effektivwert des Transistorstromes:

$$I_{T,eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_{ein}} \left(I_a - \frac{\Delta I_L}{2} + \Delta I_L \cdot \frac{t}{t_{ein}} \right)^2 dt} = \sqrt{\left(I_a^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) \cdot \nu_T} \quad (5.5)$$

Eingesetzt in die Gleichung 5.1 ist die Durchlassverlustleistung:

$$P_{V,T(D)} = \left(I_a^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) \cdot \nu_T \cdot R_{DS,on} \quad (5.6)$$

Sperrverlustleistung

Im gesperrten Zustand entsteht durch den *Drain-Source*-Leckstrom $I_{DS,Leck}$ und die anliegende Spannung U_{DS} die Sperrverlustleistung:

$$P_{V,T(S)} = \frac{1}{T} \int_{t_{ein}}^T (I_{DS,Leck} \cdot U_{DS}) dt = I_{DS,Leck} \cdot U_{DS} \cdot (1 - \nu_T) \quad (5.7)$$

Der Leckstrom ist bei den für die betrachtete Anwendung eingesetzten Transistoren meist deutlich kleiner als 1 mA , wodurch auch die Sperrverlustleistung im Sub- mW -Bereich bleibt und relativ zu den anderen Größen vernachlässigt werden kann.

Schaltverluste

Für die Ein- und Ausschaltvorgänge muss auf Grund der Drossel der Fall der induktiven Last berücksichtigt werden; die Strom- und Spannungsverläufe sind in den Abbildungen 5.3 und 5.4 dargestellt.

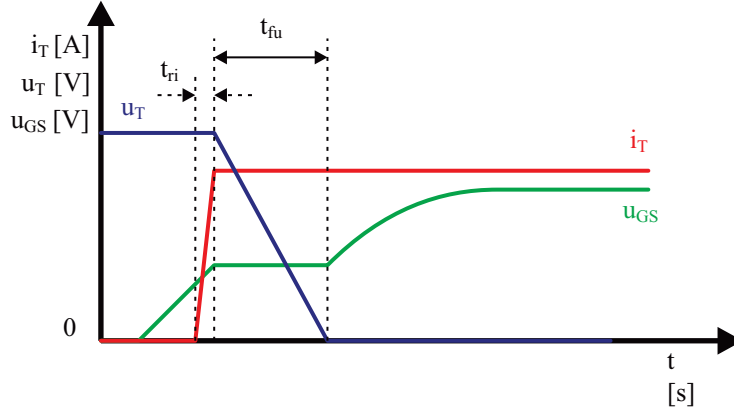


Abb. 5.3: Einschaltvorgang eines FETs

Da die Schaltverluste bei jedem Schaltvorgang auftreten, sind sie abhängig von der Frequenz: $P_{V,T(E)} \propto f_S$; $P_{V,T(A)} \propto f_S$.

Die Einschaltverlustenergie ergibt sich aus dem Integral über dem Produkt aus Einschaltstrom i_T und anliegender Spannung u_T während der Stromanstiegszeit t_{ri} und der Spannungsabfallzeit t_{fu} .

Mit den Endwerten für den Strom $i_T = I_{T,on} = |I_a - \Delta I_L/2|$ und die Spannung $u_T = U_e$ ergibt sich:

$$E_{V,T(E)} = \int_{t_{ri}, t_{fu}} (u_T \cdot i_T) dt = \frac{1}{2} \cdot U_e \cdot (|I_a - \frac{\Delta I_L}{2}|) \cdot (t_{ri} + t_{fu}) \quad (5.8)$$

Die Spannungsabfallzeit wird mit der *Gate-Drain*-Ladung Q_{GD} aus dem Datenblatt und dem *Gate*-Ladestrom $I_{G,on}$ berechnet [Sch12]:

$$t_{fu} = \frac{Q_{GD}}{I_{G,on}} \quad (5.9)$$

Eine Approximation der Stromanstiegszeit ist nach [Mus97] für ein spannungsgesteuertes *Gate* möglich mit der Eingangskapazität C_{iss} , dem *Gate*-Ladewiderstand $R_{G,on}$, der Treiberspannung U_{Dr} , der Schwellspannung U_{th} und der Übertragungsteilheit g_m :

$$t_{ri} \approx \frac{I_{T,on} \cdot C_{iss} \cdot R_{G,on}}{g_m \cdot (U_{Dr} - U_{th} - \frac{I_{T,on}}{2 \cdot g_m})} \quad (5.10)$$

Zudem haben die späteren Simulationen der Transistorschaltvorgänge ergeben, dass nicht nur die äußeren Strom- und Spannungsverläufe für die Schaltverluste relevant sind, sondern auch die Ausgangskapazität C_{oss} , welche die Summe aus der *Gate-Drain*-Kapazität C_{gd} und der *Drain-Source*-Kapazität C_{ds} ist, einen signifikanten Beitrag zur Schaltverlustleistung beisteuert, weil sie sich bei einstellender Leitfähigkeit des Kanals über diesem entlädt. Somit wird näherungsweise die gesamte Feldenergie kurzgeschlossen und stellt die folgende Verlustleistung dar:

$$P_{V,C_{oss}} = \frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot U_e^2 \cdot f_s \quad (5.11)$$

Damit ergibt sich die Einschaltverlustleistung:

$$P_{V,T(E)} = \frac{U_e}{2} \cdot \left(|I_a - \frac{\Delta I_L}{2}| \right) \cdot \left(\frac{(|I_a - \frac{\Delta I_L}{2}|) \cdot C_{iss} \cdot R_{G,on}}{g_m \cdot (U_{Dr} - U_{th} - \frac{|I_a - \frac{\Delta I_L}{2}|}{2 \cdot g_m})} + \frac{Q_{GD}}{I_{G,on}} \right) \cdot f_s \quad (5.12)$$

$$+ \frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot U_e^2 \cdot f_s$$

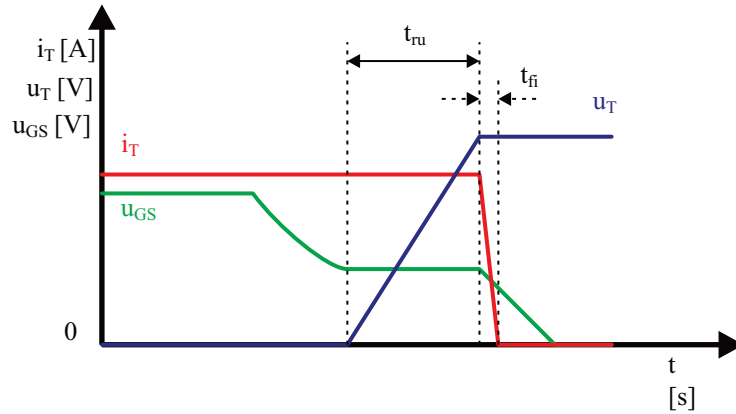


Abb. 5.4: Ausschaltvorgang eines FETs

Die Ausschaltverlustenergie ergibt sich analog mit dem Ausschaltstrom $I_{T,off}$, der Spannungsanstiegszeit t_{ru} , der Stromabfallzeit t_{fi} und der Eingangsspannung U_e zu:

$$E_{V,T(A)} = \frac{1}{2} \cdot U_e \cdot I_{T,off} \cdot (t_{ru} + t_{fi}) \quad (5.13)$$

Im Moment des Ausschaltens hat der Strom seinen Maximalwert erreicht:

$$I_{T,off} = I_a + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (5.14)$$

Mit Hilfe des *Gate*-Entladestroms $I_{G,off}$ und der *Gate-Drain*-Ladung Q_{GD} kann die Spannungsanstiegszeit ermittelt werden [Sch12]:

$$t_{ru} = \frac{Q_{GD}}{|I_{G,off}|} \quad (5.15)$$

Die Stromabfallzeit lässt sich, wieder für ein spannungsgesteuertes *Gate*, approximieren zu [Mus97]:

$$t_{fi} \approx \frac{I_{T,off} \cdot C_{iss} \cdot R_{G,off}}{g_m \cdot (U_{Dr} - U_{th} - \frac{I_{T,off}}{2 \cdot g_m})} \quad (5.16)$$

Folglich ist die Ausschaltverlustleistung:

$$P_{V,T(A)} = \frac{1}{2} \cdot U_e \cdot (I_a + \frac{\Delta I_L}{2}) \cdot \left(\frac{Q_{GD}}{|I_{G,off}|} + \frac{(I_a + \frac{\Delta I_L}{2}) \cdot C_{iss} \cdot R_{G,off}}{g_m \cdot (U_{Dr} - U_{th} - \frac{I_a + \frac{\Delta I_L}{2}}{2 \cdot g_m})} \right) \cdot f_S \quad (5.17)$$

Ansteuerverlustleistung

Das Laden und Entladen der *Gate*-Kapazität verursacht Verlustleistung. Die gesamte Energie, die zum Schalten des Transistors benötigt wird, wird in den Lade- und Entlade-Widerständen der *Gate*-Treiberschaltung in Wärme umgesetzt.

Mit der *Gate*-Ladung Q_G , der *Gate*-Spannung U_G und der Schaltfrequenz berechnet sich die Ansteuerverlustleistung:

$$\Rightarrow P_{V,T(G)} = \frac{1}{2} \cdot Q_G \cdot U_G \cdot f_S \quad (5.18)$$

Zusätzlich entstehen Steuer- und Schaltverluste in der Treiberschaltung; diese hängen jedoch stark von der verwendeten Schaltung ab, weswegen an dieser Stelle nicht näher darauf eingegangen wird. Nach [Lop03] entspricht die Treiberverlustleistung in konventionellen Schaltungen in etwa der Hälfte der Ansteuerverlustleistung $P_{V,T(G)}$ und ist somit in der Gesamtbetrachtung der Anwendung nicht vernachlässigbar; $P_{V,T(G)}$ wird deshalb um diesen Faktor erweitert:

$$\Rightarrow P_{V,T(G)} = \frac{3}{4} \cdot Q_G \cdot U_G \cdot f_S \quad (5.19)$$

In der Gesamtbetrachtung stellt die Ansteuerverlustleistung einen verhältnismäßig kleinen Anteil dar, weshalb diese Vereinfachung ausreichend genau ist.

Gate-Leck-Verlustleistung

Bei geladener *Gate-Source*-Kapazität C_{GS} entsteht durch den *Gate-Source*-Leckstrom $I_{GS,Leck}$ und die Potenzialdifferenz U_G die *Gate-Leck*-Verlustleistung, die sich unter Vernachlässigung der Umladezeiten wie folgt annähern lässt:

$$P_{V,T(L)} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{ein}} (I_{GS,Leck} \cdot U_G) dt = I_{GS,Leck} \cdot U_G \cdot \nu_T \quad (5.20)$$

Bei den betrachteten Transistoren liegt die *Gate-Leck*-Verlustleistung maximal im niedrigen *mW*-Bereich und meist deutlich darunter, so dass sie für die Gesamtverluste nicht von Relevanz ist und bei den weiteren Betrachtungen vernachlässigt wird.

Für den Transistor ergibt sich die Gesamtverlustleistung zu:

$$\begin{aligned} P_{V,T} &= P_{V,T(D)} + P_{V,T(E)} + P_{V,T(A)} + P_{V,T(G)} \quad (5.21) \\ &= \left(I_a^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) \cdot \nu_T \cdot R_{DS,on} \\ &\quad + \frac{U_e}{2} \cdot \left(\left| I_a - \frac{\Delta I_L}{2} \right| \right) \cdot \left(\frac{\left(\left| I_a - \frac{\Delta I_L}{2} \right| \right) \cdot C_{iss} \cdot R_{G,on}}{g_m \cdot (U_{Dr} - U_{th} - \frac{|I_a - \frac{\Delta I_L}{2}|}{2 \cdot g_m})} + \frac{Q_{GD}}{I_{G,on}} \right) \cdot f_S \\ &\quad + \frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot U_e^2 \cdot f_S \\ &\quad + \frac{1}{2} \cdot U_e \cdot \left(I_a + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot \left(\frac{Q_{GD}}{|I_{G,off}|} + \frac{\left(I_a + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot C_{iss} \cdot R_{G,off}}{g_m \cdot (U_{Dr} - U_{th} - \frac{I_a + \frac{\Delta I_L}{2}}{2 \cdot g_m})} \right) \cdot f_S \\ &\quad + \frac{3}{4} \cdot Q_G \cdot U_G \cdot f_S \end{aligned}$$

5.2 Verlustleistung in der Diode

In der Freilaufdiode D entsteht im leitenden Zustand die Durchlassverlustleistung $P_{V,D(D)}$ und im nichtleitenden Zustand die Sperrverlustleistung $P_{V,D(S)}$. Effizienzbedingt kommen für diese Anwendung nur Schottky-Dioden zum Einsatz, deren für die Schaltverlustleistung relevante Speicherladung nicht existent, also Null, ist [Lut12]. Die parasitäre Sperrschichtkapazität erzeugt jedoch die Umladeverlustleistung $P_{V,D(U)}$.

Durchlassverlustleistung

Die Durchlassverlustleistung lässt sich bei bekannter Diodenkennlinie mit Hilfe des differentiellen Widerstandes r_D und der Spannung U_{D0} , die den Schnittpunkt der

Tangente der Diodenkennlinie im Durchlassbereich mit der Spannungsachse darstellt, ermitteln [Pro11]:

$$P_{V,D(D)} = U_{D0} \cdot \bar{I}_D + I_{D,eff}^2 \cdot r_D \quad (5.22)$$

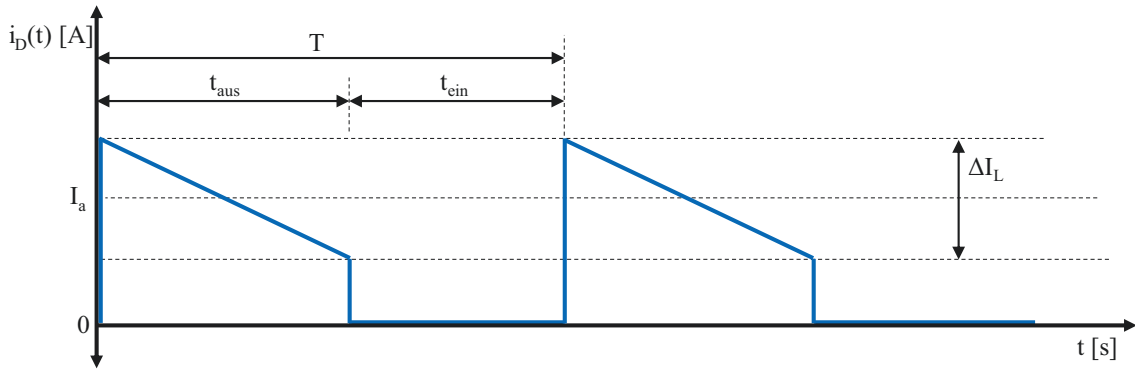


Abb. 5.5: Stromverlauf in der Freilaufdiode des Tiefsetzstellers

Während t_{ein} fließt durch die Diode kein Strom, weshalb zur Vereinfachung der Berechnung der Stromwerte die Periode so verschoben wird, dass sie bei $t = 0$ mit t_{aus} beginnt, siehe Abbildung 5.5. Der Diodenstrom wird somit wie folgt beschrieben:

$$i_D(0 \leq t \leq t_{aus}) = I_a + \frac{\Delta I_L}{2} - \Delta I_L \cdot \frac{t}{t_{aus}} \quad (5.23)$$

$$i_D(t_{aus} \leq t \leq T) = 0 \quad (5.24)$$

Der arithmetische Mittelwert berechnet sich mit:

$$\bar{I} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt \quad (5.25)$$

Mit $t_{aus} = (1 - \nu_T) \cdot T$ ergibt sich daraus der arithmetische Mittelwert des Diodenstromes zu:

$$\bar{I}_D = \frac{1}{T} \int_0^{t_{aus}} \left(I_a + \frac{\Delta I_L}{2} - \Delta I_L \cdot \frac{t}{t_{aus}} \right) dt = I_a \cdot (1 - \nu_T) \quad (5.26)$$

Der Effektivwert des Diodenstromes ist mit Gleichung 5.4 folglich:

$$I_{D,eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_{aus}} \left(I_a + \frac{\Delta I_L}{2} - \Delta I_L \cdot \frac{t}{t_{aus}} \right)^2 dt} = \sqrt{\left(I_a^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) \cdot (1 - \nu_T)} \quad (5.27)$$

Damit ist die Durchlassverlustleistung der Diode:

$$P_{V,D(D)} = U_{D0} \cdot I_a \cdot (1 - \nu_T) + (I_a^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}) \cdot (1 - \nu_T) \cdot r_D \quad (5.28)$$

Umladeverlustleistung

Bei sperrender Diode bildet sich die Sperrschichtkapazität C_j aus, die mit der anliegenden Sperrspannung U_e geladen wird. Diese Ladung verursacht im einschaltenden *High-side*-FET die Umladeverlustleistung:

$$P_{V,D(U)} = \frac{1}{2} \cdot C_j \cdot U_e^2 \cdot f_S \quad (5.29)$$

Beim Entladen trägt die Ladung zum Spulenstrom bei, weshalb sie nicht zur Verlustleistung gezählt wird.

Sperrverlustleistung

Im Sperrbetrieb der Diode entsteht durch den Rückwärtsstrom $I_{D,R}$ und die anliegende Sperrspannung U_S die Sperrverlustleistung:

$$P_{V,D(S)} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{ein}} (I_{D,R} \cdot U_S) dt = I_{D,R} \cdot U_S \cdot \nu_T \quad (5.30)$$

Der Rückwärtsstrom ist unter den typischen Betriebsbedingungen der betrachteten Anwendung in der Regel deutlich kleiner als 1 mA und die Sperrverlustleistung folglich, wie bei den Transistoren, im Sub-mW-Bereich und kann relativ zu den anderen Verlustanteilen der Diode vernachlässigt werden.

Die Gesamtverlustleistung der Diode ergibt sich als Summe der Gleichungen 5.28 und 5.29:

$$\begin{aligned} P_{V,D} &= P_{V,D(D)} + P_{V,D(U)} \\ &= U_{D0} \cdot I_a \cdot (1 - \nu_T) + (I_a^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}) \cdot (1 - \nu_T) \cdot r_D + \frac{1}{2} \cdot C_j \cdot U_e^2 \cdot f_S \end{aligned} \quad (5.31)$$

5.3 Verlustleistung in der Drossel

Wie jedes elektrische Bauteil hat auch die Induktivität parasitäre Beläge, die an der Gesamtverlustleistung der Komponente einen relevanten Anteil haben. Für eine exakte mathematische Modellierung sind sehr viele spezifische geometrische und materialabhängige Werte notwendig, die in der Regel nicht ausreichend aus den Datenblättern

der Hersteller hervorgehen. Es wird deshalb das von der Fa. Coilcraft experimentell ermittelte Ersatzschaltbild verwendet [Coi04], zu dem die benötigten Parameter zur Verfügung stehen. Das Modell berücksichtigt die relevanten Effekte und hat sich für Schaltfrequenzen im kHz -Bereich als ausreichend genau erwiesen.

Da das eingebrachte Stromprofil sowohl einen hohen DC-Anteil, als auch einen hohen Rippel aufweist, ist eine einfache Rechnung mit dem Effektivwert des Gesamtstromes stark fehlerbehaftet. Deshalb wird der Dreieckstrom per Fourier-Transformation in seine Harmonischen zerlegt und die jeweilige frequenzspezifische Verlustleistung berechnet und kumuliert.

Das Ersatzschaltbild der Drossel ist in Abb. 5.6 dargestellt:

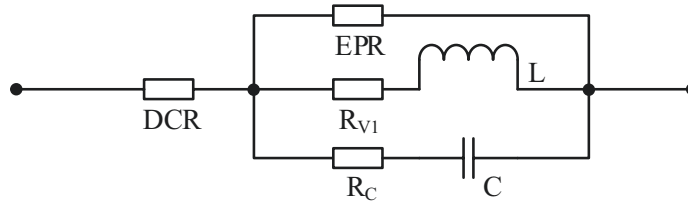


Abb. 5.6: Elektrisches Ersatzschaltbild der Drossel

Der eigentliche Induktivitätswert hat eine Frequenzabhängigkeit, weil die Permeabilität eines ferromagnetischen Kernmaterials diesbezüglich nicht konstant ist. Das Modell bildet diese Abhängigkeit mittels dreier Koeffizienten nach:

$$L = k_3 - k_4 \cdot \ln(f_S \cdot k_5) \quad (5.32)$$

DCR stellt den statischen ohmschen Widerstand der Spule dar, der auch maßgeblich die Stromtragfähigkeit des Bauteils bestimmt.

Der *Skin*-Effekt und der *Proximity*-Effekt werden mit ihrer gemeinsamen Frequenzabhängigkeit im Widerstand R_{V1} abgebildet:

$$R_{V1} = k_1 \cdot \sqrt{f_S} \quad (5.33)$$

EPR fasst die Kernverluste, wie Hysterese- und Wirbelstromverluste, zusammen:

$$EPR = k_2 \cdot \sqrt{f_S} \quad (5.34)$$

Diese wirken parallel zu R_{V1} und L .

Jede Wicklung bildet mit der Nachbarwicklung eine kapazitive Anordnung, welche in Summe die Kapazität C parallel zur Induktivität ergeben. Diese wird bei jeder

Spannungsänderung umgeladen, was durch den statischen Widerstand R_C bedämpft wird.

Der Drosselstrom $i_L(t)$ kann nach Abbildung 2.7 wie folgt beschrieben werden:

$$i_L(0 \leq t \leq t_{ein}) = I_a - \frac{\Delta I_L}{2} + \Delta I_L \cdot \frac{t}{t_{ein}} \quad (5.35)$$

$$i_L(t_{ein} \leq t \leq T) = I_a + \frac{\Delta I_L}{2} - \Delta I_L \cdot \frac{t - t_{ein}}{T - t_{ein}} \quad (5.36)$$

Mittels Fourier-Transformation lassen sich die Amplitudenfaktoren der harmonischen Sinus-Oberwellen bezogen auf den Stromrippel ΔI_L errechnen. Diese ergeben sich zu (s. Anhang B):

$$b_n = \frac{1}{\Pi^2 \cdot n^2} \cdot \left(\frac{\sin(-n \cdot \Pi \cdot \nu_T)}{\nu_T - 1} + \frac{2 \cdot \sin(n \cdot \Pi \cdot \nu_T)}{\nu_T} + \frac{\sin(n \cdot \Pi \cdot \nu_T)}{1 - \nu_T} \right) \quad (5.37)$$

Eine Analyse der Faktoren bis zur 100. Oberwelle und der daraus entstehenden Verlustanteile hat gezeigt, dass eine Betrachtung bis zur neunten Oberwelle ausreichend genau ist. Die Amplitudenfaktoren sind in Abbildung 5.7 für verschiedene Tastverhältnisse dargestellt:

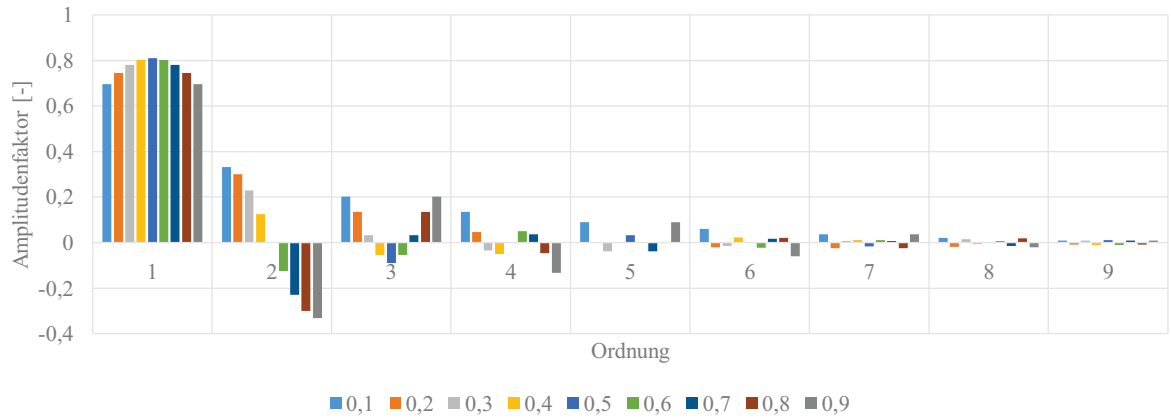


Abb. 5.7: Amplitudenfaktoren aus der Fourier-Transformation des Dreieckstroms für Tastverhältnisse ν_T von 0,1 bis 0,9

Der Stromverlauf kann somit durch folgende Synthese beschrieben werden:

$$i_L(t) = I_a + \sum_{n=1}^9 (\Delta I_L \cdot b_n \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t)) \quad (5.38)$$

Der Effektivwert der sinusoidalen Oberwellen wird bestimmt mit:

$$I_{sin,eff}(n) = \sqrt{\frac{(\Delta I_L \cdot b_n)^2}{8}} \quad (5.39)$$

$\underline{Z}_L(f)$ ist die Impedanz des Spulenersatzschaltbildes:

$$\underline{Z}_L(f = f_S \cdot n) = DCR + \frac{1}{\frac{1}{EPR} + \frac{1}{R_{V1+j \cdot X_L}} + \frac{1}{R_C - j \cdot X_C}} \quad (5.40)$$

R_L ist der Realteil der Impedanz für $f = 0$. Diese ergibt sich zu:

$$R_L = Re(\underline{Z}_L(f = 0)) = DCR \quad (5.41)$$

Die Verlustleistung der Speicherdrossel berechnet sich gesamthaft mit:

$$P_{V,L} = I_a^2 \cdot R_L + \sum_{n=1}^9 (I_{sin,eff}(n)^2 \cdot Re(\underline{Z}_L(f_S \cdot n))) \quad (5.42)$$

5.4 Verlustleistung im Ausgangskondensator

Bei einem Kondensator werden die ohmschen Verluste in einem seriellen Ersatzwiderstand (*ESR*) zusammengefasst. Er beinhaltet den Widerstand der Anschlussdrähte und die dielektrischen Verluste auf Grund wechselnder Orientierungspolarisation und ist somit frequenzabhängig.

Der Kondensator ist mit einer parasitären Induktivität behaftet, die vor allem aus der Plattengeometrie samt Kontaktierung resultiert. Sie ist vor allem bei Glättungskondensatoren wie in dieser Anwendung sehr unerwünscht, weil Stromänderungen Spannungsüberhöhungen induzieren können, die der vorgesehenen Wirkungsweise entgegenstehen.

Beide Parasiten haben direkte Auswirkung auf den Stromfluss des Kondensators, weshalb sich das Ersatzschaltbild als Reihenschaltung des *ESR*, der parasitären Induktivitäten L und der eigentlichen Kapazität C ergibt (s. Abb. 5.8).

Eine genaue Berechnung der Verlustleistung kann analog der Spulenverluste (s. Kap. 5.3) mit den frequenzspezifischen Amplituden des Fourier-transformierten Stromprofils und den dazugehörigen Impedanzen durchgeführt werden. Da die Ergebnisse maximal im geringen *mW*-Bereich liegen und in Relation zu den Gesamtverlusten eine



Abb. 5.8: Elektrisches Ersatzschaltbild des Kondensators

untergeordnete Rolle spielen, wird für die Ein- und Ausgangskondensatoren vereinfacht mit den Gesamteffektivstromwerten und den Impedanzen bei der Schaltfrequenz gerechnet.

Die Impedanz $\underline{Z}_{Ca}$ ergibt sich wie folgt:

$$\underline{Z}_{Ca}(f = f_S) = ESR + j \cdot (X_C - X_L) \quad (5.43)$$

Der Kondensator kann nur den Wechselstromanteil aufnehmen; bei ausreichender Dimensionierung ist der Kondensatorstrom $i_C(t)$ identisch zum Wechselstromanteil durch die Speicherdrossel. Der Effektivwert ergibt sich aus:

$$\Delta I_{Ca,eff} = \sqrt{\frac{\Delta I_L^2}{12}} \quad (5.44)$$

Die Verlustleistung des Kondensators berechnet sich mit dem Effektivwert des Stromes und dem Realteil der Impedanz zu:

$$P_{V,Ca} = I_{Ca,eff}^2 \cdot \operatorname{Re}(\underline{Z}_{Ca}) = \frac{\Delta I_L^2}{12} \cdot ESR \quad (5.45)$$

5.5 Verlustleistung im Eingangskondensator

Für den Eingangskondensator berechnet sich die Verlustleistung analog. Der Effektivwert des Kondensatorstromes ist:

$$\Delta I_{Ce,eff} = I_a \cdot \sqrt{\nu - \nu^2} \quad (5.46)$$

Die Verlustleistung ist folglich:

$$P_{V,Ce} = I_{Ce,eff}^2 \cdot \operatorname{Re}(\underline{Z}_{Ce}) = I_a^2 \cdot (\nu - \nu^2) \cdot ESR \quad (5.47)$$

5.6 Zusätzliche Verluste

Der in aller Regel vorhandene Messwiderstand R_{Sense} verursacht die mit dem Quadrat des ihn durchfließenden Stromes multiplizierte Verlustleistung. Für den üblichen Fall, dass der *Shunt* in Reihe mit der Last geschaltet ist, ergibt sich die Leistung zu:

$$P_{V,R} = I_a^2 \cdot R_{Sense} \quad (5.48)$$

Der Regel-IC, inklusive der bereits erwähnten *Gate*-Treiberstufe, hat eine nicht zu vernachlässigende Leistungsaufnahme, die jedoch in der spezifischen Anwendung bewertet werden muss. Die meist konstante Leistungsaufnahme fällt mit sinkender Ausgangsleistung der Schaltung zunehmend ins Gewicht. Die Leistungsaufnahme für den Logikteil des ICs ist das Produkt aus dem Leerlaufstrom $I_{IC,idle}$ und der Versorgungsspannung V_{CC} :

$$P_{V,IC} = I_{IC,idle} \cdot V_{CC} \quad (5.49)$$

Außerdem treten in der realen Schaltung zusätzliche Verluste an allen Bauteilen, Kontaktstellen und in Leiterbahnen, durch deren parasitäre elektrische Eigenschaften, auf. Diese können vor allem durch das Schaltungslayout beeinflusst werden und sind deshalb auf Basis des Schaltplans und der BauteilAuswahl nicht sinnvoll bewertbar.

6 Dimensionierung und Berechnung der Referenzschaltung

6.1 Auslegung der Bauteile

Die Referenzschaltung soll die Vergleichsbasis für die folgenden Betrachtungen darstellen. Dazu wird eine Schaltung nach aktuellem Stand der Technik mit Si-MOSFETs, einer Schaltfrequenz von 500 kHz , für 48 V -Versorgungsspannung und unter Berücksichtigung der gestellten Anforderungen dimensioniert.

Auswahl des Schalttransistors

Die relevanten elektrischen Parameter für die Auswahl des Transistors sind die maximale Spannung $U_{e,max} = 70\text{ V}$ und der maximale Strom $I_{T,max} = I_{a,max} + \Delta I_{L,max}/2 = I_{a,max} + I_{a,min} = 1,2\text{ A} + 0,7\text{ A} = 1,9\text{ A}$. Da der Durchlasswiderstand $R_{DS,on}$ und die Gateladung Q_G , und damit die Schaltzeit, gegenläufig zusammenhängen, muss ein Kompromiss zwischen Schalt- und Durchlassverlusten gefunden werden. Für diese Anwendung wurde der MOSFET SQJ488EP der Fa. Vishay ausgewählt [Vis14].

Die für die folgenden Berechnungen relevanten Parameter sind:

$R_{DS,on}(80^\circ\text{C}) = 24,6\text{ m}\Omega$, $Q_{GD} = 4,7\text{ nC}$, $Q_G = 18\text{ nC}$, $C_{iss} = 782\text{ pF}$, $C_{oss} = 372\text{ pF}$, $U_{th} = 2,0\text{ V}$ und $g_m \approx 28\text{ A/V}$.

Die *Gate*-Treiberschaltung wurde simulativ in LTSpice mit folgenden Werten dimensioniert:

$R_{G,on} = 25,6\text{ }\Omega$, $R_{G,off} = 25,6\text{ }\Omega$, $U_{Dr} = 10\text{ V}$, $I_{G,on} = 0,2\text{ A}$ und $I_{G,off} = 0,2\text{ A}$.

Auslegung der Drossel

Die Abhängigkeiten des Induktivitätswertes ergeben sich aus den Maschenumläufen der Schaltung während t_{ein} beziehungsweise t_{aus} ; beide Rechnungen führen zu den selben Ergebnissen, deshalb sei hier beispielhaft nur die Gleichung während t_{ein} dargestellt:

$$U_L(0 \leq t \leq t_{ein}) = U_e - U_a \Leftrightarrow L = \frac{U_e - U_a}{\Delta I_L} \cdot \nu_T \cdot T \quad (6.1)$$

Die Periodendauer T ist über die Schaltfrequenz gegeben, aber die Zusammenhänge zwischen ΔI_L und ν_T müssen ermittelt werden, um die Spule auch für die schlechtesten Betriebsbedingungen auszulegen. Das Umstellen von Gleichung 6.1 nach ΔI_L , Differenzieren nach ν_T und Gleichsetzen mit 0 liefert ein Maximum für ΔI_L für das Tastverhältnis $\nu_T = \frac{1}{2}$. Nach dem gleichen Verfahren ergibt sich auch für L ein Maximum für $\nu_T = \frac{1}{2}$. Die Eingangsspannung U_e ist proportional zu L , sie kann also ihren höchsten Wert annehmen. Mit den Gleichungen 2.3 und 2.5 ergibt sich aus Gleichung 6.1:

$$L_{min} = \frac{U_{e,max}}{8 \cdot I_{a,min} \cdot f_S} \quad (6.2)$$

Für eine Auslegung ohne Ausgangskondensator muss die Spule allein für die Einhaltung der geforderten Stromrippel (s. Kap. 4.2.1: Der Rippelstrom I_r beträgt $\pm 5\%$ des maximalen Nennstroms) aufkommen:

$$L_{min} = \frac{U_{e,max}}{4 \cdot I_r \cdot f_S} = \frac{5 \cdot U_{e,max}}{2 \cdot I_{n,max} \cdot f_S} \quad (6.3)$$

Die benötigte Gleichstromtragfähigkeit der Drossel ergibt sich analog der Gleichstromverluste (s. Kap. 5.3) aus dem Effektivwert des Drosselstromes mit den Maximalwerten von Nennstrom und Stromrippel:

$$I_{L,eff,max} = \sqrt{I_{n,max}^2 + \frac{I_{a,min}^2}{3}} \quad (6.4)$$

Mit den geforderten Werten $U_{e,max} = 70 \text{ V}$, $I_{n,max} = 1200 \text{ mA}$ und $f_S = 500 \text{ kHz}$ ergibt Gleichung 6.3 eine minimale Induktivität von $292 \mu\text{H}$. Auf Grund der Baugröße einer solchen Spule lässt sich dies in der betrachteten Anwendung nicht sinnvoll umsetzen. Daher wird die Auslegung mit Ausgangskapazität nach Gleichung 6.2 verwendet; mit $I_{a,min} = 700 \text{ mA}$ ergibt sich ein L_{min} von $25 \mu\text{H}$.

Die Gleichstromanforderung beläuft sich nach Gleichung 6.4 auf $1,27 \text{ A}$.

Für diese Werte eignet sich die Spule MSS1278T-333 der Fa. Coilcraft mit einer Nominalinduktivität von $33,0 \mu\text{H} \pm 20\%$ [Coi15].

Auslegung der Ausgangskapazität

Der Zusammenhang der Strom- und Spannungshübe kann mittels der Grundgleichung der Kondensatorspannung hergestellt werden:

$$u_C(t) = \frac{1}{C} \cdot \int i_C(t) dt \quad (6.5)$$

Die Integration eines vollständigen Lade- oder Entladevorganges, also des positiven oder negativen Teiles von ΔI_C , liefert, umgeformt nach C :

$$C_{min} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_C \cdot 8 \cdot f_S} \quad (6.6)$$

Der erforderliche Kapazitätswert ist also proportional zum Stromrippel und antiproportional zum Spannungsrippel; die Frequenz ist gesetzt.

Die Ausgangskapazität stellt für die LED eine Spannungsquelle dar; der Strom durch die LED ergibt sich also aus deren Strom-Spannungskennlinie. Der in Kapitel 4.2.1 definierte maximale Stromrippel durch die LED muss folglich umgerechnet werden in einen maximalen Spannungsrippel, den der Kondensator einhalten muss. Für reale Werte wird das Datenblatt der LED Philips Luxeon Altilon [Phi09] verwendet. Die Steigung der Strom-Spannung-Kennlinie wird maximal für die höchste Temperatur und die geringste Durchflussspannung und beträgt dann für eine LED etwa $m_1 = 8 \text{ A/3 V}$. Da die LEDs in Reihe verschaltet sind, flacht die Steigung reziprok mit der Anzahl n der LEDs ab.

Die schärfste Anforderung für den LED-Stromrippel ergibt sich für den niedrigsten Nennstrom von 700 mA zu $\Delta I_{LED} = \pm 5\% \cdot 700 \text{ mA} = 70 \text{ mA}$.

Der zulässige Spannungsrippel am Kondensator $\Delta U_{C,max}$ errechnet sich aus den genannten Werten:

$$\Delta U_{C,max} = \frac{\Delta I_{LED} \cdot n}{m_1} = n \cdot 26,25 \text{ mV} \quad (6.7)$$

$\Delta U_{C,max}$ ist folglich minimal für nur eine LED.

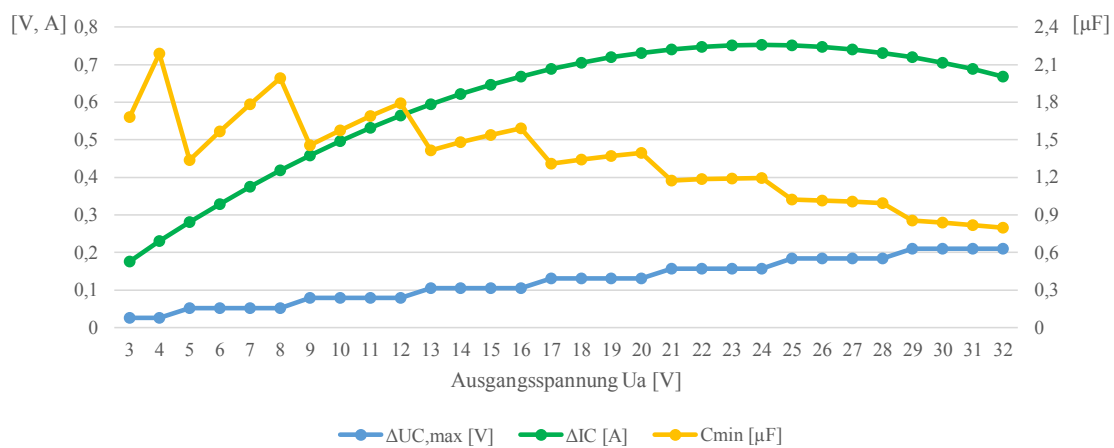


Abb. 6.1: C_{min} über Ausgangsspannung U_a

Wie schon aus der Drosseldimensionierung bekannt, wird der Stromripple ΔI_L , den der Kondensator aufnehmen muss, maximal für ein Tastverhältnis von $\nu_T = 1/2$. ΔI_L und $\Delta U_{C,max}$ können also nicht gleichzeitig ihre kritischsten Werte annehmen, so dass die Ausgangsspannung bei der C maximal wird, ermittelt werden muss. $\Delta I_L(U_a)$ und $\Delta U_{C,max}(U_a)$ in Gleichung 6.6 eingesetzt, ergeben den in Abbildung 6.1 gezeigten Verlauf von $C_{min}(U_a)$. Der Wert wird maximal für das obere Spannungsende der einzelnen LED mit $C_{min} = 2,19 \mu F$.

Auf Grund der erforderlichen Werte wurde der Kondensator GCM31CC71H475KA03 der Fa. Murata mit $4,7 \mu F$ -Nennkapazität in 1206er Baugröße ausgewählt [Mur13].

Die relative Permittivität ϵ_r ferroelektrischer Werkstoffe in Keramikkondensatoren ist feldstärkeabhängig und wirkt sich bei steigender Spannung kapazitätsmindernd aus; dieser Effekt, sowie die Nominalwerttoleranz und die Temperaturabhängigkeit des Kondensators erfordern diese Überdimensionierung, um über den gesamten Einsatzbereich eine ausreichende Kapazität zu gewährleisten.

Auswahl eines Freilauf-Bauelementes

Da die Schaltung so effizient wie möglich sein soll, wird die Option untersucht, die Freilaufdiode durch einen zweiten Transistor zu ersetzen, der einen deutlich niederohmigeren Freilaufpfad ermöglicht, jedoch aktiv geschaltet werden muss.

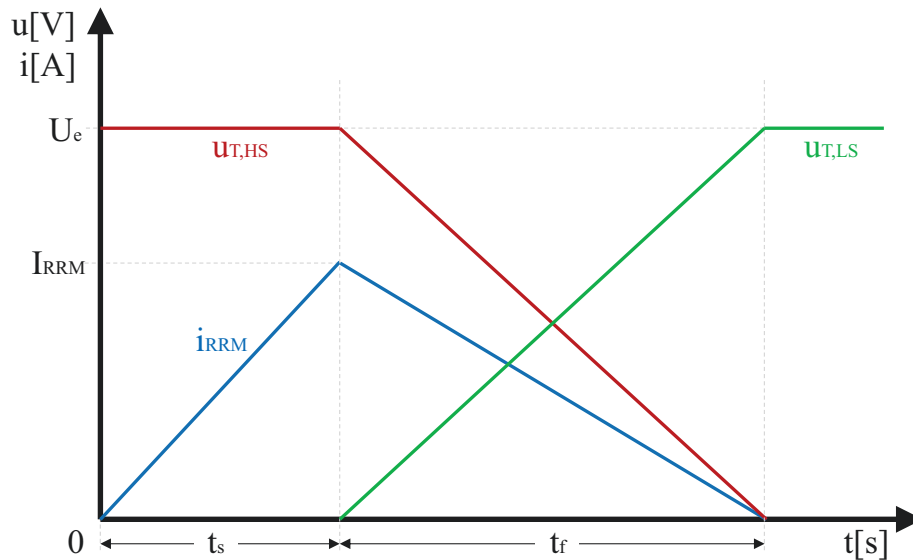


Abb. 6.2: *Reverse-Recovery*-Strom der *Low-side-Body*-Diode und Spannungsverläufe über den Transistoren

Als Transistor wird der selbe Typ verwendet, der zuvor als Schalttransistor ausgewählt wurde, weil die Strom- und Spannungsanforderungen identisch sind.

Zum Vergleich wurde für die selben elektrischen Anforderungen die Schottky-Diode SS2H9 der Fa. Vishay ausgewählt [Vis14a].

Bei einem synchronen Tiefsetzsteller müssen zusätzlich noch die Verluste der *Body*-Diode des *Low-side*-FETs berücksichtigt werden. Bei der Kommutierung des Stroms auf den *High-side*-FET wird die gespeicherte Ladung abgebaut und erzeugt multipliziert mit den Verläufen der ebenfalls kommutierenden Spannung in beiden Bauteilen Verluste, s. Abb. 6.2.

Die Verlustenergie berechnet sich aus der Summe der Integrale über den Strom-Spannungsprodukten von Diode und *High-side*-FET:

$$E_{V,BD} = \int_{t_s, t_f} (i_{RRM} \cdot u_{T,HS}) dt + \int_{t_f} (i_{RRM} \cdot u_{T,LS}) dt = U_e \cdot I_{RRM} \cdot \left(\frac{t_s + t_f}{2} \right) \quad (6.8)$$

Das Integral über den *Reverse-recovery*-Strom I_{RRM} liefert die Speicherladung Q_{RR} :

$$Q_{RR} = \frac{I_{RRM}}{2} \cdot (t_s + t_f) \quad (6.9)$$

Umgeformt nach I_{RRM} und zusammen mit der Schaltfrequenz f_S ergibt sich die Verlustleistung:

$$P_{V,BD} = U_e \cdot Q_{RR} \cdot f_S \quad (6.10)$$

Zusätzlich muss die Ausgangskapazität des *Low-side*-FETs $C_{oss,LS}$ aufgeladen werden. Der Ladestrom fließt während des Umladens durch den *High-side*-FET und erzeugt dort eine entsprechende Verlustleistung $P_{V,Coss,LS}$. Aus dem Integral über den Strom- und Spannungsverläufen ergibt sich diese mit der Schaltfrequenz zu:

$$P_{V,Coss,LS} = \frac{1}{2} \cdot C_{oss,LS} \cdot U_e^2 \cdot f_S \quad (6.11)$$

Die in der Ausgangskapazität gespeicherte Ladung trägt, wie auch bei der Diode, während des Entladens positiv zum Spulenstrom bei und stellt deshalb keine weitere Verlustenergie dar.

Analog der Herleitung für den Schalttransistor in Kapitel 5.1, zuzüglich der Anteile aus den Gleichungen 6.10 und 6.11, ergibt sich die Gesamtverlustleistung des *Low-side*-Transistors zu:

$$\begin{aligned}
 P_{V, TLS} &= P_{V, TLS(D)} + P_{V, TLS(G)} + P_{V, Coss, LS} + P_{V, BD} \\
 &= \left(I_a^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) \cdot (1 - \nu_T) \cdot R_{DS, on} \\
 &\quad + \frac{3}{4} \cdot Q_G \cdot U_G \cdot f_S \\
 &\quad + \frac{1}{2} \cdot C_{oss, LS} \cdot U_e^2 \cdot f_S \\
 &\quad + U_e \cdot Q_{RR} \cdot f_S
 \end{aligned} \tag{6.12}$$

Die Ein- und Ausschaltverlustleistungen streben gegen Null, weil die Schaltvorgänge jeweils aus der Rückleitphase beziehungsweise aus der Leit- in die Rückleitphase des Transistors erfolgen und die anliegende *Drain-Source*-Spannung dabei ebenfalls annähernd Null beträgt.

Wird ein synchroner Tiefsetzsteller mit zusätzlicher Schottky-Diode verwendet, wird die *Body*-Diode des *Low-side*-FETs außer Kraft gesetzt. Somit werden die Vorteile beider Bauteile ausgenutzt; die nicht vorhandene Speicherladung der Schottky-Diode und der geringe Durchlasswiderstand des FETs. Erkauft wird dies mit dem höheren Bauteilaufwand.

Abbildung 6.3 zeigt die Verlustleistungen im Freilaufpfad für die drei möglichen Bauteilvarianten über der Ausgangsspannung:

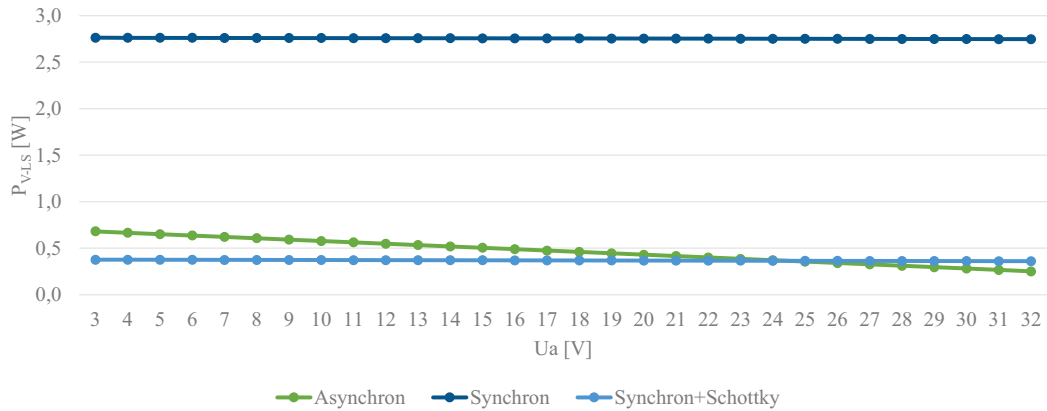


Abb. 6.3: Verlustleistungen der Bauteilvarianten im Freilaufpfad

Es ist festzustellen, dass die synchrone Variante deutlich mehr Verlustleistung erzeugt; dies liegt im Wesentlichen an den anteiligen $2,4 \text{ W} (P_{V, BD})$, die in der *Body*-Diode

umgesetzt werden. Folglich ist die intrinsische Diode des MOSFETs auf Grund der hohen Speicherladung für diese Betriebsart ungeeignet.

Mit der externen Schottky-Diode zeigt sich über die unteren zwei Drittel des Ausgangsspannungsbereichs ein Vorteil gegenüber der asynchronen Variante, weil hier die geringeren Durchlassverluste bei den relativ hohen Freilaufanteilen zum Tragen kommen. Nur im oberen Drittel überwiegen die Umladeverluste.

In Summe kann die synchrone Schaltung mit Schottky-Diode als wirkungsgradtechnisch überlegene Variante betrachtet werden, weshalb sie für die weiteren Betrachtungen als Referenz herangezogen wird. Das Prinzipschaltbild der gewählten Schaltung ist in Abbildung 6.4 dargestellt:

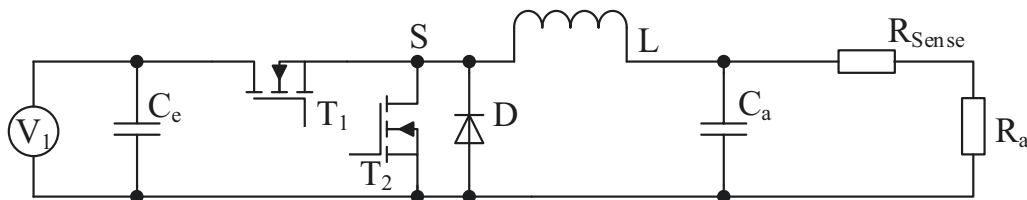


Abb. 6.4: Prinzipschaltbild des synchronen Tiefsetzstellers

Auswahl der Eingangskapazität

Für die Eingangskapazität genügt für die Funktion als Blockkondensator eine grobe Dimensionierung; eine Verfeinerung der Filtereigenschaften wird aus den leitungsgebundenen elektromagnetischen Emissionswerten abgeleitet. Mit der Gleichung 6.6 und den Werten $\Delta I_C = 2 \cdot I_{n,max} = 2,4 A$ und $\Delta U_C = 1 V$ ergibt sich die minimale Kapazität zu:

$$C_{e,min} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_C \cdot 8 \cdot f_S} = \frac{2,4 A}{1 V \cdot 8 \cdot 500 kHz} = 0,6 \mu F \quad (6.13)$$

Für die Schaltung wird der Kondensator *GCM31CR72A105KA03* der Fa. Murata mit $1 \mu F$ Nennkapazität in der Baugröße 1206 ausgewählt [Mur13a].

Regel-ICs und Messwiderstand

Für den IC und den Messwiderstand werden typische Werte aktueller Bauteile angenommen; für den Leerlaufstrom gilt $I_{IC, idle} = 5 mA$ und für den Widerstand des Shunts $R_{Sense} = 100 m\Omega$.

6.2 Verlustleistungs- und Wirkungsgradberechnung

Mit den gegebenen Bauteilwerten und den Gleichungen 5.21, 5.31, 5.42, 5.45, 5.47, 5.48, 5.49 und 6.12 lassen sich die Verlustleistungen der Bauteile und der Wirkungsgrad der Schaltung ermitteln.

Im Folgenden sollen die wesentlichen Eigenschaften und Abhängigkeiten der errechneten Ergebnisse dargestellt werden.

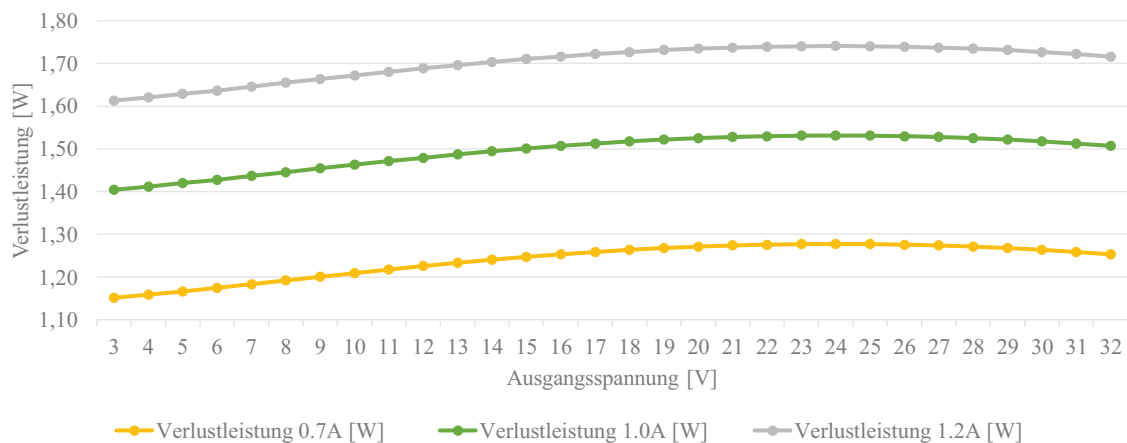


Abb. 6.5: Gesamtverlustleistungen für verschiedene Ausgangsströme über Ausgangsspannung

Einfluss von Übertragungsfunktion (U_a/U_e) und Ausgangsstrom

Wie bereits den Formeln zu entnehmen ist, gibt es einige Verlustanteile die unabhängig von den Ausgangsgrößen sind, andere skalieren mit der Ausgangsspannung oder vor allem dem Ausgangsstrom. Der Ausgangsstrom schlägt sich deshalb linear unterproportional auf die Verlustleistungen nieder, s. Abb. 6.5. Auch die Auswirkung des Maximums des Stromrippels bei 24 V Ausgangsspannung ist in der Verlustkennlinie erkennbar.

Da die Verlustleistungen über der Ausgangsspannung relativ konstant sind, das heißt maximal $\pm 10\%$ um ihren arithmetischen Mittelwert variieren, ist die Auswirkung auf den Gesamtwirkungsgrad entsprechend groß.

Sowohl mit steigender Ausgangsspannung als auch steigendem Ausgangsstrom wird der Wirkungsgrad zunehmend besser. Das Wirkungsgradoptimum liegt bei der maximalen Ausgangsleistung, das heißt maximalem Strom und maximaler Spannung, s. Abb. 6.6.

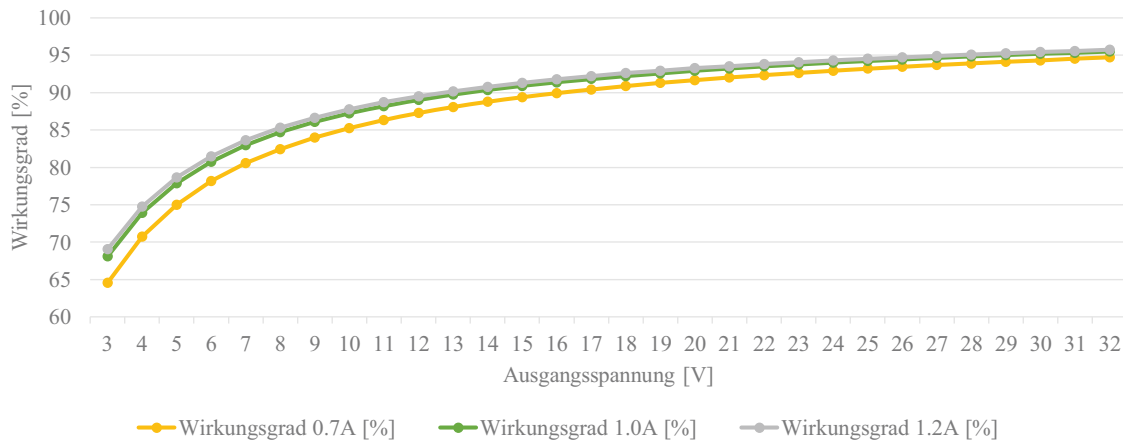


Abb. 6.6: Gesamtwirkungsgrade für verschiedene Ausgangsströme über Ausgangsspannung

Lastfall (V/A)	1 (10/0,7)	2 (10/1,2)	3 (30/0,7)	4 (30/1,2)	5 (24/1)
Wirkungsgrad [%]	85,3	87,8	94,3	95,4	94,0

Tab. 6.1: Wirkungsgrade der Schaltung für die definierten Lastfälle

Die Wirkungsgrade für die definierten Lastfälle sind Tabelle 6.1 zu entnehmen. Im Vergleich mit der verbreiteten zweistufigen Topologie aus seriellen Hoch- und Tiefsetzstellern im 12 V-Bordnetz bietet die Verwendung des einstufigen Tiefsetzstellers mit 48 V-Versorgung deutliche Wirkungsgradvorteile. Der Hochsetzsteller hat den selben Bauteilaufwand in anderer Anordnung und eine ähnliche Wirkungsgradcharakteristik wie der Tiefsetzsteller, so dass die Verlustleistungen beider Schaltreglerstufen in der selben Größenordnung sind. Folglich reduziert der Entfall des Hochsetzstellers die Verluste etwa auf die Hälfte; die berechneten Verlustleistungs- und Wirkungsgradwerte bestätigen dies, verglichen mit den vermessenen Standardschaltungen (Kapitel 3.1).

6.3 Paretoanalyse der Bauteilverluste

Die Bewertung der anteiligen Verluste der einzelnen Bauelemente ermöglicht eine Priorisierung der Angriffspunkte für die Optimierung des Gesamtwirkungsgrades. Dafür sind in Abbildung 6.7 am Beispiel des typischen Lastfalls (5) die Verluste der Bauelemente gegenübergestellt.

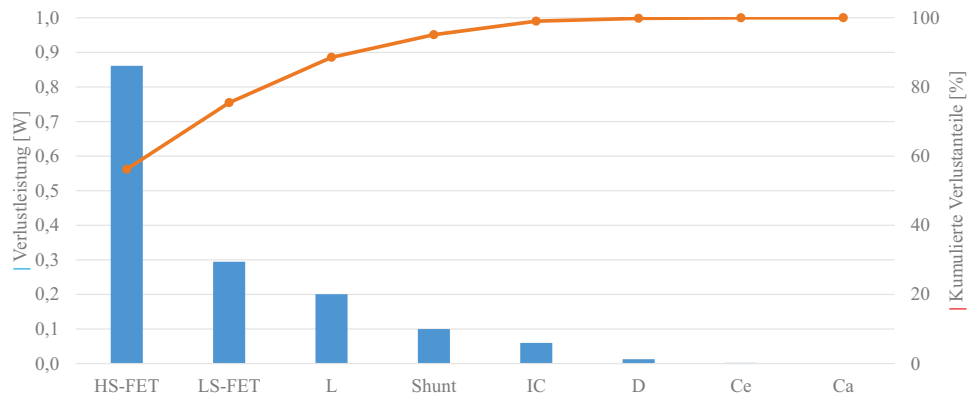


Abb. 6.7: Paretodiagramm der Bauteilverluste im Lastfall (5)

Es ist abzulesen, dass allein die beiden Transistoren mehr als zwei Drittel der Gesamtverluste erzeugen. Sie stellen deshalb den Fokus für die Untersuchung der Optimierungsmöglichkeiten dar. Naheliegender ist hierbei zuerst die Substitution der Silizium-MOSFETs durch die neuartigen GaN-Transistoren, ohne andere Schaltungsparameter zu ändern, was im folgenden Kapitel behandelt wird.

In der Spule fallen rund 12 % der gesamten Verluste an und der Mess-*Shunt* trägt mehr als 5 % bei. Der IC und die Schottky-Diode haben auch noch geringfügige Anteile, wohingegen die Kondensatoren nur noch im Promille-Bereich liegen.

Fazit

Die Referenzschaltung des Tiefsetzstellers wurde anhand der definierten Anforderungen ausgelegt und die Verwendung der synchronen Variante mit paralleler Schottky-Diode begründet.

Mit den Formeln aus Kapitel 5 wurden die Bauteilverluste und Wirkungsgradkennlinien der Schaltung berechnet. Aufgrund der vielen lastunabhängigen Verlustanteile ergibt sich der charakteristische Verlauf des zunehmenden Wirkungsgrades über der Ausgangsleistung.

Im Vergleich zu den konventionellen Schaltungstopologien im 12 V-Bordnetz, siehe Kapitel 3.1, ist bereits hier, durch den Ansatz der 48 V-Versorgung, etwa eine Halbierung der Verlustleistung erreichbar.

Für die weitere Optimierung der Schaltung wurde eine Paretoanalyse der Bauteilverluste aufgestellt, wodurch sich eine Fokussierung auf die Verluste in den Transistoren als wirksamster Angriffspunkt erwiesen hat.

7 Optimierungspotenziale durch GaN-HEMTs und Betriebsstrategie

In diesem Kapitel sollen die Potenziale in der Schaltung durch den Einsatz von Gallium-Nitrid-Transistoren und deren Betriebsstrategie, das heißt Schaltfrequenz und -bedingungen, untersucht werden.

7.1 Substitution der Si-MOSFETs mit GaN-HEMTs

Betrachtet wird die Substitution der Silizium-MOSFETs mit GaN-HEMTs. Um die Vergleichbarkeit der Transistortechnologien zu gewährleisten, bleiben die Schaltfrequenz und die passiven Bauelemente zunächst unverändert. Lediglich die *Gate*-Treiber-Schaltung muss hinsichtlich der *Gate*-Spannung adaptiert werden.

Erste diskrete Aufbauten aus einzelnen Transistoren und separaten *Gate*-Treibern haben gezeigt, dass die parasitären Einflüsse der Aufbau- und Verbindungstechnik signifikanten Einfluss auf das Schaltverhalten haben. Beispielsweise übersteigt die ungewollte *Gate*-Induktivität leicht die umzuladende Eingangskapazität eines GaN-Transistors (hunderte pF), so dass der Ladevorgang stark resistiv bedämpft werden muss, um zerstörerische Überspannungen am *Gate* zu vermeiden. Damit das Potenzial der Transistoren von schnellen Schaltvorgängen und höheren Frequenzen genutzt werden kann, müssen die elektrischen Parasiten im *Gate*-Pfad soweit wie möglich minimiert werden. Neben der Vermeidung von Bonddrähten und Lagenwechseln in der Leiterplatte, ist die Integration von Transistor und Treiber in ein möglichst kompaktes Modul zielführend; so sind Induktivitäten kleiner als 1 nH erreichbar. Dadurch wird wiederum eine niederohmige Bedämpfung des *Gates* ermöglicht, was zur Vermeidung des *Induced-turn-on*-Effekts notwendig ist (vergleiche Kapitel 2.4.2).

Anhand der gestellten Anforderungen an das Schaltelement aus Kapitel 6.1 wurde für die Substitution der GaN-HEMT EPC2016 [EPC13c] (Anreicherungstyp) der Fa. Efficient Power Conversion Corporation ausgewählt.

Die für die Berechnungen verwendeten Parameter sind:

$R_{DS,on}(80^\circ C) = 12\text{ m}\Omega$, $Q_{GD} = 0,7\text{ nC}$, $Q_G = 3,8\text{ nC}$, $C_{iss} = 433\text{ pF}$, $C_{oss} = 225\text{ pF}$, $U_{th} = 1,4\text{ V}$, $g_m \approx 80\text{ A/V}$.

Der *Gate*-Treiber wurde anhand von Datenblattwerten und mittels LTSpice-Simulation mit folgenden Werten ausgelegt:

$$R_{G,on} = 2,1 \Omega, R_{G,off} = 0,6 \Omega, U_{Dr} = 5 V, I_{G,on} = 1,1 A, I_{G,off} = 2,4 A.$$

Das Layout und die Schaltung wurden hinsichtlich der Minimierung von Parasiten und Schaltzeiten dimensioniert und die Schaltvorgänge *Gate*-seitig nur soweit resistiv bedämpft, dass die Schwingungen in den Schalttransitionen beherrschbar sind. Als Kriterium galt dafür, dass die Resonanzperiode des Eingangs-Lastkreises größer sein muss als die Anstiegs- und Abfallzeiten des Schaltvorgangs [Hoe17]. Mit einer parasitären Lastkreisinduktivität von etwa $500 pH$ und der Ausgangskapazität der Transistoren von $C_{oss} = 225 pF$ ergibt sich eine Resonanzperiode von $t_{DC,Res} = 2 \cdot \Pi \cdot \sqrt{L_{DC,par} \cdot C_{oss}} = 2,107 ns$; die Anstiegs- und Abfallzeiten der Strom- und Spannungstransitionen im Ein- und Ausschaltvorgang sind nach den Gleichungen 5.9, 5.10, 5.15 und 5.16 im betrachteten Arbeitsbereich immer unterhalb $1 ns$, womit das Auslegungskriterium für alle Schaltvorgänge erfüllt ist.

Mit der Verwendung der GaN-Bauteile geht einher, dass die externe Schottky-Diode entfallen kann, weil der Transistor in der Rückwärtsleitfähigkeit intrinsisch ebenfalls keine Speicherladung aufweist. Die *Low-side*-Verlustleistung aus Gleichung 6.12 reduziert sich dadurch auf:

$$\begin{aligned} P_{V,TLS,GaN} &= P_{V,TLS(D)} + P_{V,TLS(G)} + P_{V,Coss,LS} \\ &= \left(I_a^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) \cdot (1 - \nu_T) \cdot R_{DS,on} \\ &\quad + \frac{3}{4} \cdot Q_G \cdot U_G \cdot f_S \\ &\quad + \frac{1}{2} \cdot C_{oss,LS} \cdot U_e^2 \cdot f_S \end{aligned} \quad (7.1)$$

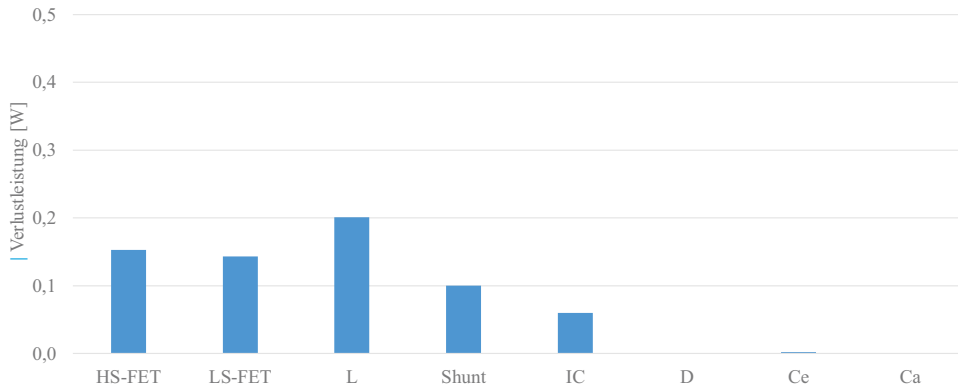


Abb. 7.1: Bauteilverluste der GaN-Schaltung im Lastfall (5)

Durch die Umstellung der Transistoren ergeben sich die Verluste in den einzelnen Bauteilen im Lastfall (5), analog Abbildung 6.7, wie in Abbildung 7.1 dargestellt.

Die Verlustleistung des *High-side*-Transistors ist gegenüber der Silizium-Variante um 82,3 % reduziert; die des *Low-side*-Transistors um 51,5 %. Da zudem die Verluste der Diode entfallen, ist die Gesamtverlustleistung der Schaltung in diesem Arbeitspunkt um 57,0 % geringer.

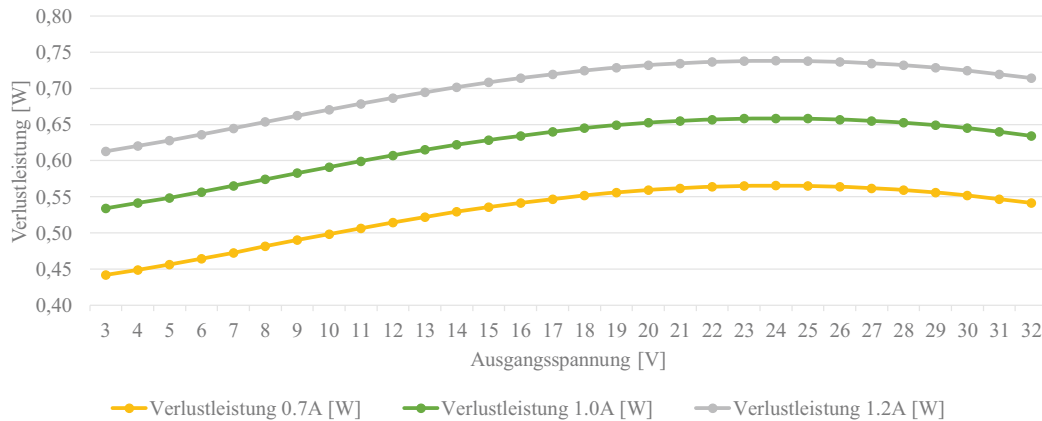


Abb. 7.2: Gesamtverlustleistungen GaN-Schaltung für verschiedene Ausgangsströme über Ausgangsspannung

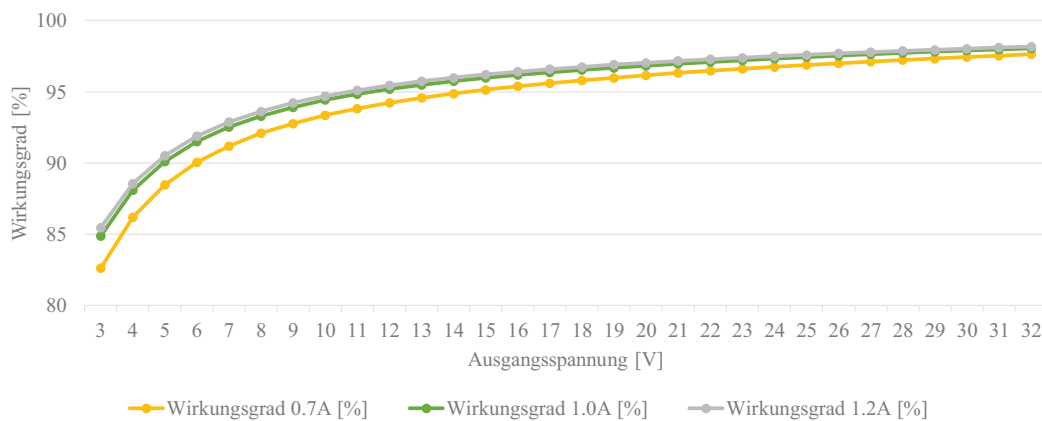


Abb. 7.3: Gesamtwirkungsgrade GaN-Schaltung für verschiedene Ausgangsströme über Ausgangsspannung

Qualitativ bleiben die Verläufe der Verlustleistung und des Wirkungsgrades über der Ausgangsspannung gleich, s. Abb. 7.2 und 7.3 im Vergleich zu Abb. 6.5 und 6.6; quantitativ sind sie jedoch deutlich besser. Die Proportionalität der Werte zum Ausgangsstrom bleibt erwartungsgemäß identisch.

Insgesamt ergibt sich für 1 A Ausgangsstrom eine Reduzierung der Gesamtverlustleistung über der Ausgangsspannung von 62,0 bis 57,0 % gegenüber der Referenzschaltung, siehe Abbildung 7.4:

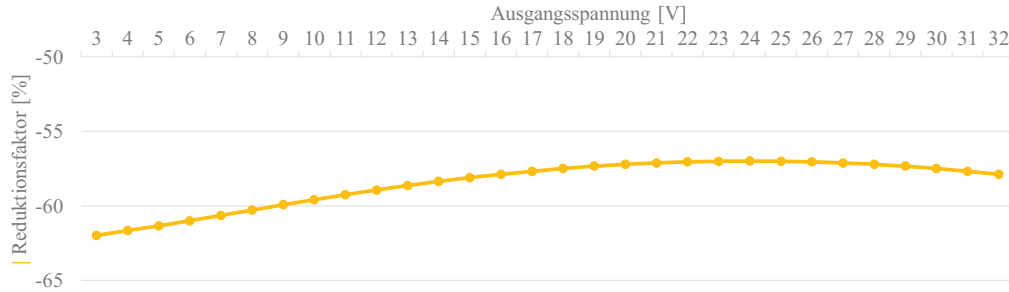


Abb. 7.4: Reduzierung der Verlustleistung GaN- gegenüber Si-Schaltung über Ausgangsspannung

Die Verteilung der einzelnen Verlustleistungsanteile auf Durchlass-, Schalt- und Ansteuerungsverluste innerhalb der Silizium-, beziehungsweise Galliumnitrid-*High-side*-Transistoren ist in Abbildung 7.5 gegenübergestellt:

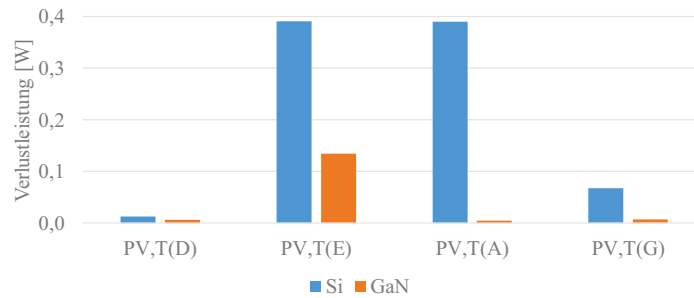


Abb. 7.5: Vergleich der Verlustanteile der *High-side*-Transistoren im Nennarbeitspunkt, Lastfall (5). (D)=Durchlassverluste, (E)=Einschaltverluste, (A)=Ausschaltverluste, (G)=Ansteuerungsverluste

Zu erwähnen ist, dass die Durchlassverluste $P_{V,T(D)}$ in beiden Fällen nur einen geringen Anteil ausmachen. Maßgeblich sind die Schaltverluste; insbesondere die Einschaltverluste, die beim GaN-Transistor zu über 96 % aus der kurzgeschlossenen Ladung der Ausgangskapazität C_{oss} bestehen, siehe Gleichung 5.11. Die im Vergleich zum Silizium-Bauteil kleinere Ausgangskapazität hat zwar schon zu deren absoluter Reduktion beigetragen, jedoch macht sie beim *High-side*-GaN-Transistor immer noch 84,9 % der Verlustleistung aus, in der Gesamtschaltung 39,3 % (*High-* und *Low-side* zusammen).

Daraus lässt sich schlussfolgern, dass entweder mit neueren Bauteilen die Ausgangskapazität noch weiter reduziert werden sollte, oder über die Betriebsstrategie, zum Beispiel Vermeidung des harten Schaltens, die Vernichtung der gespeicherten Energie umgangen werden muss. Darin steckt, bezogen auf den Schalttransistor, das größte Potenzial zur Energieeinsparung.

7.2 Schaltfrequenz

Die Schaltfrequenz des Wandlers hat großen Einfluss auf die Dimensionierung der Drossel und des Ausgangskondensators, wie es aus den Gleichungen 6.2 und 6.6 hervorgeht.

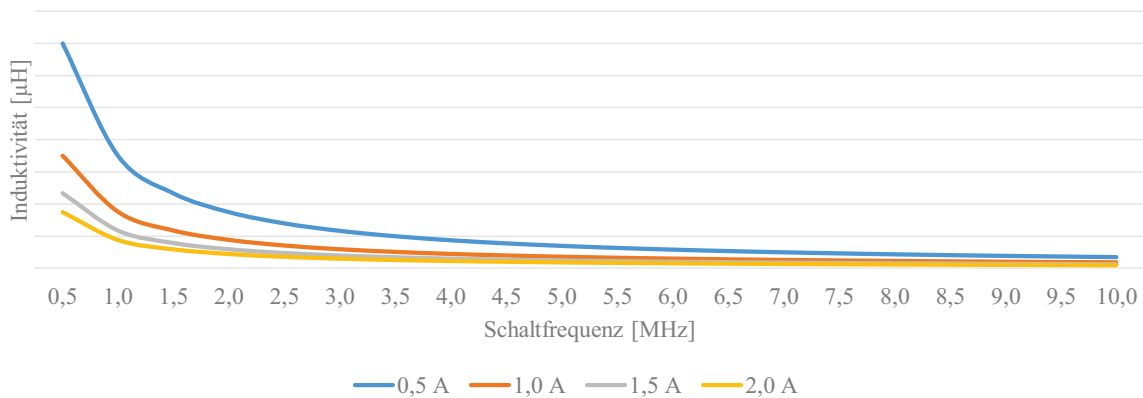


Abb. 7.6: Erforderliche Induktivität für verschiedene Stromrippel ΔI über der Schaltfrequenz

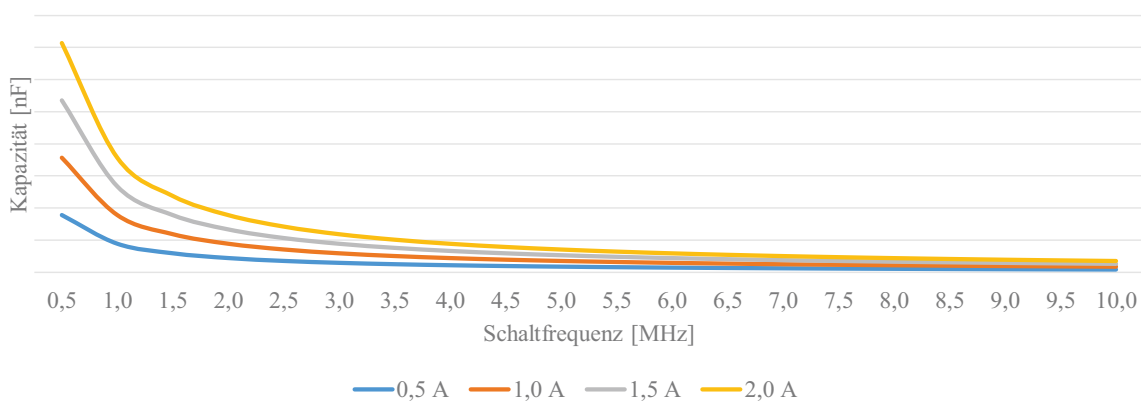


Abb. 7.7: Erforderliche Ausgangskapazität für verschiedene Stromrippel ΔI über der Schaltfrequenz

Qualitativ sind die erforderlichen Bauteilgrößen über der Schaltfrequenz in den Abbildungen 7.6 und 7.7 dargestellt. Die Werte der Induktivität und der Ausgangskapazität verhalten sich reziprok zur Schaltfrequenz.

Wird die im Kapitel 7.1 ausgelegte Schaltung ohne Änderung der Bauteile mit höheren Frequenzen betrieben, verhalten sich die Verluste der einzelnen Komponenten, normiert auf den Ausgangsarbeitspunkt, wie in Abbildung 7.8 dargestellt. Zu erkennen ist, dass die Verluste der aktiven Bauteile etwa linear ansteigen, wohingegen die der passiven Bauteile tendenziell sinken, was primär auf den mit der Frequenz kleiner werdenden Stromrippel ΔI zurück zu führen ist. Die Induktivität verhält sich auf Grund mehrerer Resonanzfrequenzen nichtlinear. *High-side*- und *Low-side*-FET verlaufen identisch zueinander.

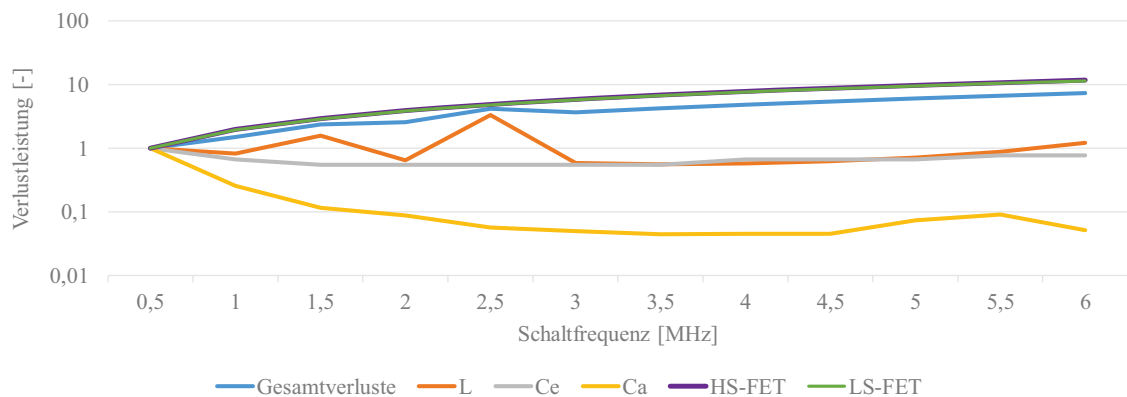


Abb. 7.8: Entwicklung der Bauteilverlustleistungen bei gleichbleibender Bauteildimensionierung über Schaltfrequenz normiert auf 0,5 MHz

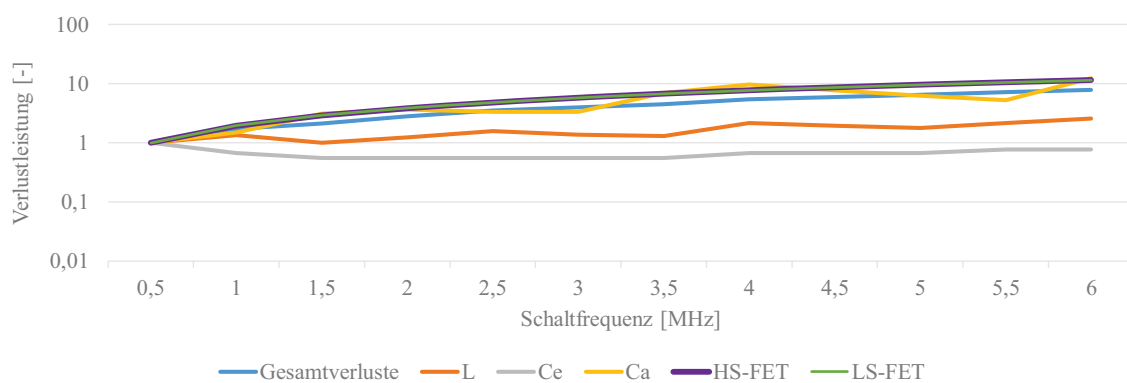


Abb. 7.9: Entwicklung der Bauteilverlustleistungen bei gleichbleibendem Stromrippel über Schaltfrequenz normiert auf 0,5 MHz

Passt man hingegen die Induktivität und die Ausgangskapazität an die jeweilige Schaltfrequenz an, so dass diese kleiner werden und der Stromripple in etwa konstant bleibt, verhalten sich die Verlustleistungen wie in Abbildung 7.9 gezeigt. In den aktiven Bauteilen bleiben die Werte nahezu unverändert; die Verluste in den beiden angepassten, passiven Bauelementen nehmen tendenziell zu, obwohl sie jeweils von Nennwert und Baugröße kleiner werden.

Der Gesamtwirkungsgrad für die zwei diskutierten Varianten ist in Abbildung 7.10 dargestellt; beide Kennlinien verhalten sich nahezu identisch. Daraus kann abgeleitet werden, dass die Verkleinerung der passiven Bauelemente mit steigender Frequenz keinen entscheidenden Vorteil bringt, und vor allem nicht die wachsenden Verluste in den Transistoren kompensieren kann. Das Wirkungsgradoptimum bleibt nach wie vor bei den niedrigsten Frequenzen.

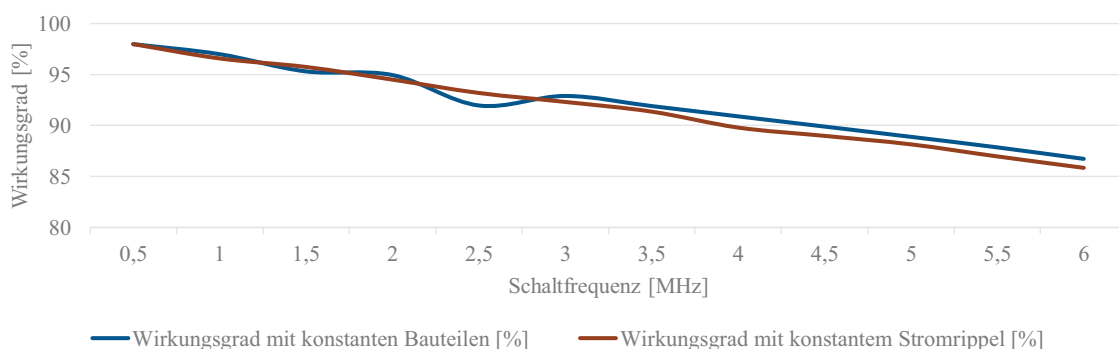


Abb. 7.10: Schaltungswirkungsgrad über Frequenz

Außerdem werden mit steigender Frequenz die Verlustanteile, die durch die Ausgangskapazitäten C_{oss} der Transistoren verursacht werden, zunehmend dominierend. So machen diese beispielhaft bei 5 MHz Schaltfrequenz über 80% der Gesamtverluste aus. Dies bekräftigt erneut die Sinnhaftigkeit und Notwendigkeit einer Optimierung der Betriebsstrategie, vor allem wenn die Vorteile der kleineren passiven Bauteile bei gesteigerter Schaltfrequenz trotzdem genutzt werden sollen.

7.3 Schaltbedingungen

Hardswitching

In der bisherigen Betrachtung wurde ausschließlich das konventionelle harte Schalten (auch *hard-switching*) verwendet (siehe Strom-/Spannungsverläufe in Abbildung 5.3). Für das Einschalten des *High-side*-Transistors bedeutet dies anliegende Spannung $U_{DS} = U_e$, aufkommutierenden Spulenstrom $I_L = I_a - \Delta I_L/2$ und sich im

Leitkanal entladende Ausgangskapazität C_{oss} , mit den in den Kapiteln 5.1, 6.2, 6.3 und 7.1 aufgezeigten Konsequenzen.

Das Ausschalten des *High-side*-Transistors muss hart, das heißt unter Last, erfolgen, weil dies die notwendige Steuerwirkung, die Regelung des Energiezuflusses, darstellt.

Der *Low-side*-Transistor wird bei entsprechender Auslegung der Schaltzeitpunkte und Totzeiten auch im *hard-switching* bereits bei nahezu Null Volt *Drain-Source*-Spannung eingeschaltet (ZVS-Bedingung). Im Ausschaltvorgang kommutiert der Spulenstrom erst vollständig ab, bevor eine Sperrspannung aufgebaut wird, so dass ebenfalls näherungsweise unter ZVS-Bedingung geschaltet wird. Damit sind die reinen *Low-side*-Schaltverluste vernachlässigbar gering. Es entstehen jedoch die bereits erwähnten Aufladeverluste der Ausgangskapazität, siehe Gleichung 6.11.

Der Fokus der Untersuchung zu den Schaltbedingungen beschränkt sich deshalb auf das Einschalten des *High-side*-FETs.

Zero-Current-Switching

Wird der Tiefsetzsteller an der Lückgrenze betrieben (Stromverlauf nach Abbildung 2.7), beträgt der zu kommutierende Strom im Einschaltmoment des Schalttransistors annähernd Null, so dass die Bedingung für das sogenannte *Zero-current-switching* (ZCS) erfüllt ist. In der Gleichung 5.12 für die Einschaltverlustleistung entfällt dadurch der gesamte erste Term; es bleiben nach wie vor die Aufladeverlustleistungen beider Ausgangskapazitäten.

Das Ausschalten des Freilauftransistors kann ebenfalls unter ZCS-Bedingung erfolgen, was jedoch rechnerisch keinen weiteren Vorteil ergibt.

Nachteilig wirkt sich jedoch der größere Stromrippel, vor allem auf die Verluste in der Spule, aus.

Zero-Voltage-Switching

Beim sogenannten *Zero-voltage-switching* (ZVS) erfolgt das Einschalten des *High-side*-FETs bei einer Null-Spannungs-Bedingung. Dies wird erreicht, indem der Schaltknoten S vor dem Einschalten auf Eingangsspannungsniveau umgeladen wird. Dazu ist ein resonanter Energierückfluss in der Größenordnung der Summe der Ladungen in den Ausgangskapazitäten beider Transistoren notwendig. In Abbildung 7.11 ist der Abbau der Spannung $u_{T,HS}$ über dem *High-side*-Transistor durch den Rückstrom i_L aus der Induktivität dargestellt, so dass der Einschaltvorgang ohne *Drain-Source*-Spannungsdifferenz stattfinden kann. Auch die Ausgangskapazität des *Low-side*-Transistors $C_{oss,LS}$ wird dabei bereits aufgeladen.

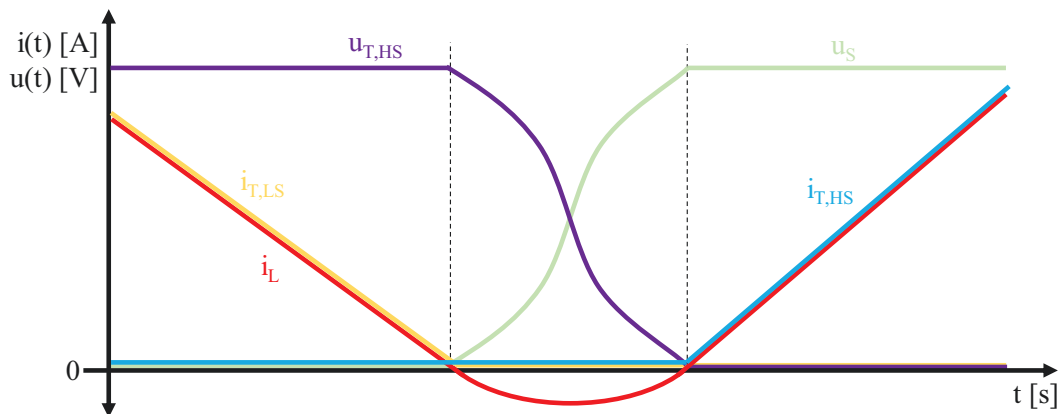


Abb. 7.11: Idealisierte Strom- und Spannungsverläufe beim resonanten Umladen des Schaltknotens vor dem Einschalten des *High-side*-FETs

Die Gleichungen 5.12 und 6.11 werden damit beide zu Null; der Einschaltvorgang erfolgt kanalseitig somit näherungsweise verlustfrei.

Umsetzung in der Schaltung

Die Bedingungen für ZCS oder ZVS können in einer Schaltung nur für einen oder wenige Arbeitspunkte erfüllt werden oder es müssen andere Nachteile hingenommen werden; zum Beispiel eine variable Schaltfrequenz oder eine Energierückspeisung auf die Eingangsseite. Andererseits ist bereits die anteilige Erfüllung der ZCS/ZVS-Bedingung wirkungsvoll für die Reduktion der Schaltverluste.

Um den Nutzen der Betriebsstrategien vergleichen zu können, soll zunächst nur der Nennarbeitspunkt bei Null-Strom- beziehungsweise Null-Spannungs-Bedingung evaluiert werden.

Zur Realisierung einer (quasi-)resonanten ZVS- oder ZCS-Schaltung sind diverse Möglichkeiten bekannt, die in verschiedenster Literatur und Publikationen zu finden sind. Nach dem bereits verfolgten Ansatz der Bauteilreduktion und Baugrößenminimierung werden Schaltungsvarianten mit zusätzlichem Bauteilbedarf ausgeschlossen. In der bestehenden Schaltung lässt sich das Umladen der Schaltknotenkapazität durch einen diskontinuierlichen Betrieb realisieren. Die Resonanz findet zwischen dieser Kapazität und der Hauptinduktivität L statt; der Spulenstrom muss folglich negativ werden ($\exists t i_L(t) < 0 \text{ A}$). Da dessen Mittelwert der Ausgangsstrom I_a sein muss, muss der Ripplestrom ΔI_L mindestens doppelt so groß sein: $\Delta I_L > 2 \cdot I_a$.

Abbildung 7.12 zeigt den Spulenstrom und die Schaltknotenspannung eines ZVS-Arbeitspunktes aus der Simulation in LTSpice.

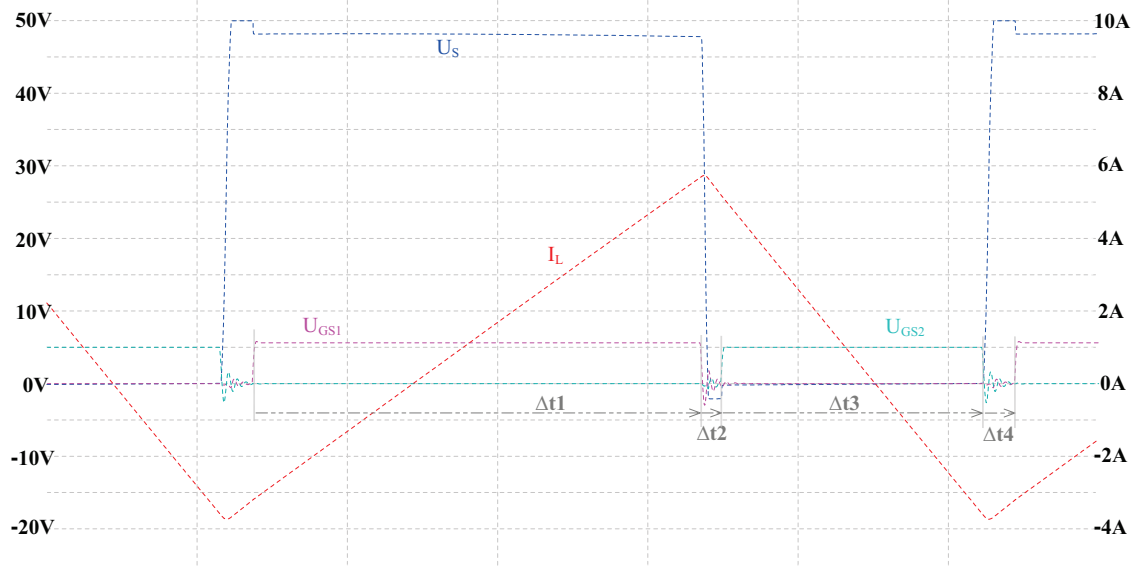


Abb. 7.12: Strom- und Spannungsverläufe bei ZVS-Bedingungen mit den Einschaltzeiten *High-side* (Δt_1) und *Low-side* (Δt_3), sowie den Totzeiten (Δt_2 und Δt_4)

Erreicht wird der ZVS-Betrieb durch die Verwendung einer kleineren Spule; für den Nennarbeitspunkt und 500 kHz Schaltfrequenz ergibt sich ein Induktivitätswert von $5,6\mu\text{H}$, damit die zurück fließende Energie die Schaltknotenkapazität auf das Eingangspotenzial auflädt, so dass die Spule MSS1278T-562 [Coi15] der Fa. Coilcraft verwendet werden kann. Es stellt sich ein Stromrippel von $\Delta I_L = 4,4\text{ A}$ ein; die Verluste in den Bauteilen ergeben sich dadurch wie in Abbildung 7.13 dargestellt:

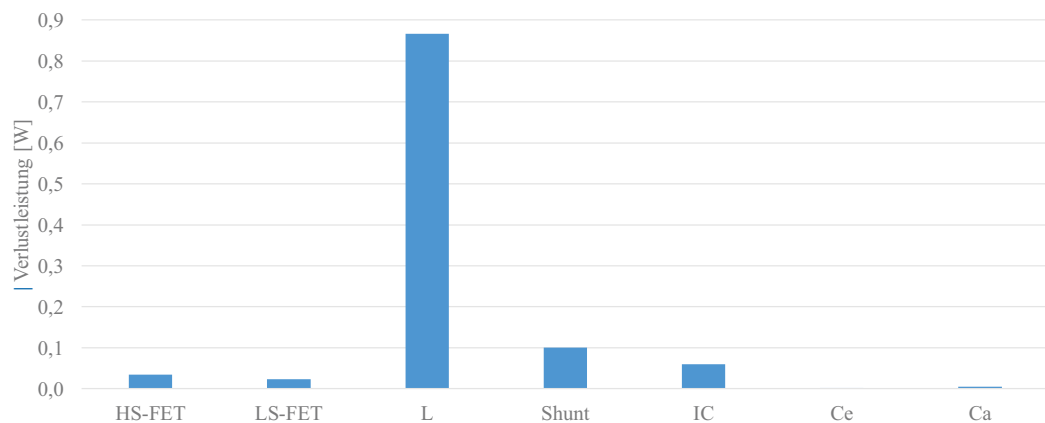


Abb. 7.13: Bauteilverlustleistungen der ZVS-Schaltung im Nennarbeitspunkt

Erwartungsgemäß haben sich die Werte der Transistoren signifikant reduziert, allerdings zeigen sich deutlich höhere Verluste in der Spule, die im Wesentlichen Kern-

verluste sind. In Summe ergibt sich eine Verlustleistung von $1,09\text{ W}$ und ein Wirkungsgrad von $95,7\%$, was etwas schlechter ist als der hartgeschaltete Betrieb. Dies zeigt, dass selbst bei der niedrigen Schaltfrequenz eine Ferritkern-Spule für den ZVS-Betrieb wegen des hohen Stromrippels ungeeignet ist; mit höherer Frequenz steigen die Verluste noch weiter und werden das Bauteil thermisch überlasten.

Auf Grund der Kompaktheit der Ferritkern-Spulen werden diese überwiegend in Schaltreglern benutzt; die hohen Verluste durch die Ummagnetisierung des Kernmaterials legen jedoch die Verwendung einer Luftspule nahe, in deren Luft-Kern keine Verluste entstehen. Diese Bauteile sind allerdings nur bis zu Induktivitätswerten von einigen Hundert nH verfügbar und geometrisch integrierbar; das Verschalten mehrerer Spulen widerspricht dem Ansatz der Miniaturisierung.

Damit so kleine Induktivitäten in der Schaltung ausreichend sind und betrieben werden können, muss die Schaltfrequenz entsprechend erhöht werden. In Kombination mit dem ZVS-Betrieb stellt dies ein vielversprechendes Schaltungskonzept dar; die Luftspule, der hohe Stromripple und die hohe Schaltfrequenz bedingen sich nun gegenseitig für die Funktionsfähigkeit der Schaltung.

7.4 Luftspule

Das bislang verwendete Modell zur Berechnung der Spulenverluste (s. Kap. 5.3) ist mangels Herstellerangaben nicht direkt anwendbar. Zudem wurde festgestellt, dass die Genauigkeit von Bauteilparametern, die empirisch mittels Impedanz-Analysator bei Kleinsignal-AC-Auslenkung ermittelt wurden, für den hochfrequenten Bereich mit großem *DC-Offset* und AC-Rippel nicht hinreichend genau ist. Es wurde deshalb der Ansatz gewählt, die Impedanzkennlinie der Spule per Finite-Elemente-Methode (FEM) simulativ zu errechnen und in Gleichung 5.42 einzusetzen.

Die Berechnungen wurden in [Bau16] unter Verwendung des FEM-Solvers „ANSYS Maxwell“ durchgeführt, womit die Maxwell-Gleichungen für die segmentierte Geometrie im dreidimensionalen Raum gelöst und die Impedanzkennlinie ermittelt werden können. Das Ergebnis kann mit steigender Modelldetaillierung und Auflösung der Elemente immer genauer werden; der stark steigende Ressourcen- und Zeitaufwand erfordert jedoch einen bewusst gewählten Kompromiss.

Vereinfachte Modellansätze wurden wegen der potenziellen Fehlerbehaftung und deren zeitaufwändiger Verifikation nicht genauer verfolgt; verwendet wird der vollwertige 3D-Ansatz.

Zur Segmentierung der Geometrie (*Meshing*) wurden diverse zur Verfügung stehende Verfahren angewandt. Die automatischen Meshing-Methoden sind sehr zeitintensiv, liefern teilweise nicht vollständig nachvollziehbare Netzstrukturen und sind letztlich

von der Genauigkeit her auch durch die gesetzten Parameter, wie maximaler Elementanzahl, deren Konvergenzschwelle zudem iterativ ermittelt werden muss, limitiert. Als zielführender hat sich ein manuelles, *skin*-tiefenbasiertes Grundnetz erwiesen, dessen Auflösung für die jeweilige Geometrie iterativ entstehen muss, dann aber relativ schnell rechenbar ist und durch die Reaktion auf Parametervariation nachvollziehbare Ergebnisse liefert. Die restlichen Bereiche, der Leiterkern und die umgebende Luft, werden mit einem groben automatisierten Mesh polygonisiert, s. Abb. 7.14:

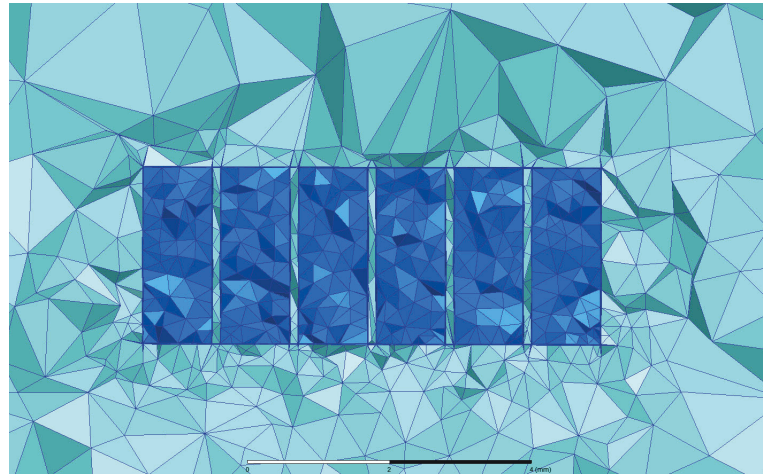


Abb. 7.14: Schnitt durch eine Seite der Wicklungen des polygonisierten Spulen-Modells (blau) mit umgebender Luft (türkis) [Bau16]

Für die Schaltung wurden Luftspulen der Serie 2014VS [Coi16] der Fa. Coilcraft ausgewählt. In Abbildung 7.15 sind beispielhaft einige Impedanzkennlinien aus der Simulation verschiedener Luftspulengrößen dargestellt:

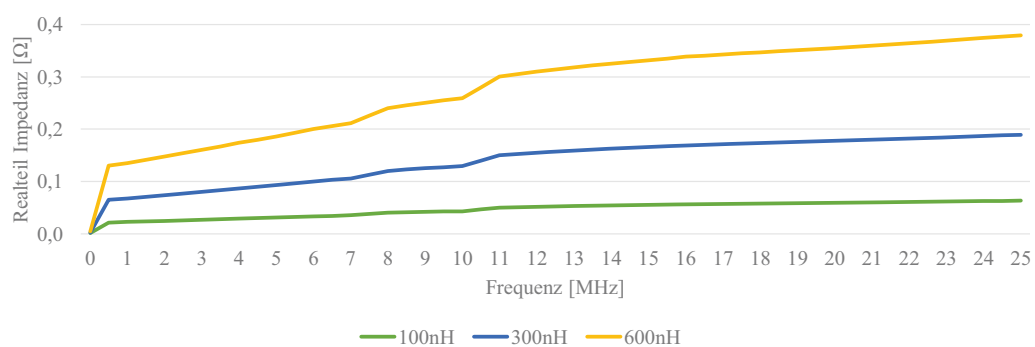


Abb. 7.15: Simulierte Impedanzkennlinien verschiedener Luftspulen

Neben der Ermittlung der Impedanzkennlinie kann mit Hilfe der Simulation auch eine Optimierung der Spulengeometrie mittels Parametervariation durchgeführt werden.

Da für diese Arbeit keine spezifischen Spulen angefertigt werden konnten, die Zusammenhänge für die Auslegung einer Schaltung aber durchaus von Relevanz sind, seien die Ergebnisse kurz zusammengefasst: Die Güte der Spule wird maximal mit möglichst großem Wicklungsradius, großem Wicklungsabstand (*pitch*), großer Leiterbreite (Vergrößerung der Oberfläche) und geringer Anzahl an Wicklungen.

7.5 Arbeitspunkte

Zum Zeitpunkt der Arbeit war kein *Controller* zur selbständigen Regelung der hochfrequenten, resonanten Halbbrücke verfügbar. Für die Ansteuerung des prototypischen Schaltungsaufbaus mussten die Arbeitspunkte folglich selbst ermittelt werden, um die Schaltung dann mit einer statischen Signalgeneration betreiben zu können. Die folgende Methodik und Berechnung wurde in [Bau16] erarbeitet.

Arbeitspunktberechnung

Ergänzend zu Kapitel 2.3.1 wird die Schaltperiode um die beiden für den ZVS-Betrieb elementaren Transitionsphasen erweitert und somit in insgesamt vier Phasen unterteilt (siehe auch Abbildung 7.12). Δt_1 stellt die Ladephase der Schaltung dar. Δt_2 ist die *high-low*-Transitionsphase, in der beide Transistoren sperren. Die Freilaufphase ist Δt_3 und die *low-high*-Transition Δt_4 . Die Ersatzschaltbilder ergeben sich für die jeweiligen Phasen wie in den Abbildungen 7.16, 7.17 und 7.18 dargestellt.

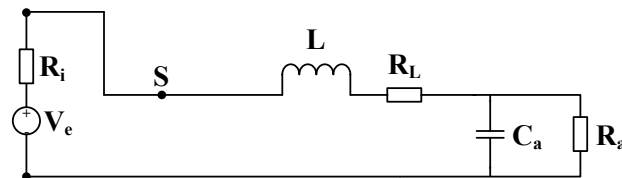


Abb. 7.16: Ersatzschaltbild Phase Δt_1

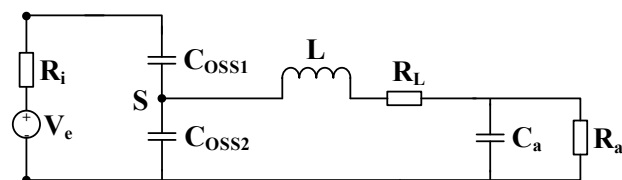
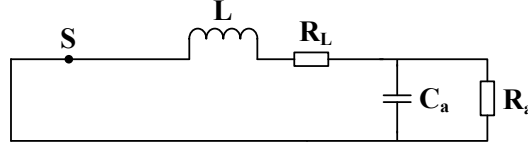


Abb. 7.17: Ersatzschaltbild Phasen Δt_2 und Δt_4

Abb. 7.18: Ersatzschaltbild Phase Δt_3

Per Knotenspannungsanalyse lassen sich die phasenabhängigen Differentialgleichungen in der zeitlichen Ableitung in Systemmatrizen der Form $\dot{\underline{x}}(t) = \mathbf{A} \cdot \underline{x}(t) + \underline{b}$ aufstellen, siehe Gleichungen 7.2, 7.3 und 7.4.

$$\Delta t_1 : \dot{\underline{x}}_1 = \begin{pmatrix} \frac{-R_i}{C_{OSS}} & 0 & \frac{-1}{C_{OSS}} \\ 0 & \frac{-R_a}{C_a} & \frac{1}{C_a} \\ \frac{1}{L} & \frac{-1}{L} & \frac{-1}{L \cdot R_L} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_{SW} \\ U_a \\ I_L \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{U_e \cdot R_i}{C_{OSS}} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (7.2)$$

$$\Delta t_2, \Delta t_4 : \dot{\underline{x}}_{2,4} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{C_{OSS}} & \frac{-R_i}{C_{OSS}} \\ 0 & \frac{-R_a}{C_a} & \frac{1}{C_a} & 0 \\ \frac{1}{L} & \frac{-1}{L} & \frac{-1}{L \cdot R_L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{C_{OSS}} & \frac{-2 \cdot R_i}{C_{OSS}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_{SW} \\ U_a \\ I_L \\ U_e \end{pmatrix} \quad (7.3)$$

$$\Delta t_3 : \dot{\underline{x}}_3 = \begin{pmatrix} \frac{-1}{L \cdot R_L} & \frac{1}{L} \\ \frac{-1}{C_a} & \frac{-R_a}{C_a} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_a \\ I_L \end{pmatrix} \quad (7.4)$$

An den Phasenübergängen und vor allem dem Periodenübergang müssen die Kontinuitätsbedingungen für Ströme und Spannungen definiert sein, um einen stabilen Arbeitspunkt zu erhalten. Die Differentialgleichungen werden in MATLAB numerisch gelöst. Für die definierten Lastfälle werden diskretisierte Schaltungskonfigurationen, aus Induktivität und Schaltfrequenz, durchgerechnet und nach Parametersätzen gefiltert, die die gesetzten Toleranzen der Betriebsparameter einhalten. In Tabelle 7.1 sind beispielhaft ausgewählte Ergebnisse dargestellt.

Nr.	U_a [V]	L [nH]	f [MHz]	Δt_1 [ns]	Δt_2 [ns]	Δt_3 [ns]	Δt_4 [ns]	ΔI_L [A]	η [%]
I	10	300	4	53,34	2,96	191,36	5,57	7,1	92,2
II	10	200	5	42,89	2,63	156,48	4,16	8,5	90,5
III	20	450	5	87,84	4,11	103,01	9,77	5,3	96,1
IV	20	350	6	74,13	3,63	86,08	7,98	5,7	95,9
V	30	600	4	167,11	4,74	78,13	8,29	4,5	97,6
VI	30	350	6	112,74	3,79	47,72	9,47	5,0	97,5

Tab. 7.1: ZVS-Arbeitspunkte

Die Arbeitspunkte werden daraufhin zunächst in LTSpice in einem zeitvarianten, parasitärbehafteten Schaltungsmodell verifiziert; das Ersatzschaltbild ist in Abbildung 7.19 dargestellt.

Daraufhin werden die Zeitparameter hinsichtlich der Totzeiten und des Ausgangsstroms optimiert. Die Wirkungsgrade der ermittelten Arbeitspunkte werden mit den jeweiligen Konfigurations- und Betriebsparametern in Kapitel 7.6 berechnet.

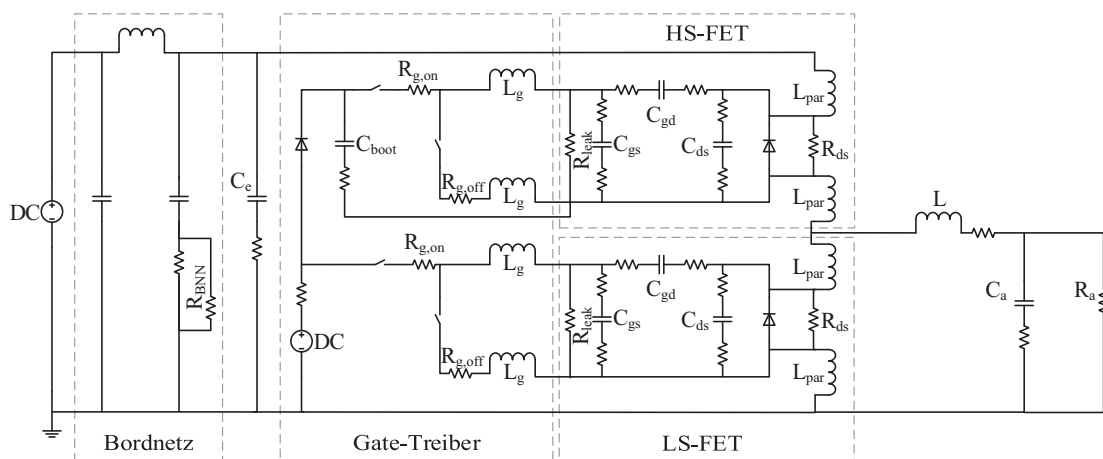


Abb. 7.19: Ersatzschaltbild der Gesamtschaltung für die Simulation

Regelstrategie

Spätestens für eine Umsetzung in einem Serienprodukt, stellt sich die Frage nach einer autarken und robusten Regelung der Schaltung, das heißt wie der gewünschte Arbeitspunkt im dynamischen Betrieb gefunden, angesteuert und ausgegeregelt wird. Klassischerweise würde die Stellgröße des Schaltreglers mittels messwertbasiertem Echtzeit-Regelkreis nachgeführt werden.

Um die Anforderungen an die Auflösung und die Stellgeschwindigkeit der PWM-Signale zur Ansteuerung der Transistoren zu ermitteln, wurden im bereits verwendeten LTSpice-Modell (Abb. 7.19) per *Parameter-Stepping* die Verlustenergien für die Einschalttransition des *High-side*-FETs um den optimalen ZVS-Arbeitspunkt herum simuliert. Aus den in Abbildung 7.20 dargestellten Ergebnissen ist zu erkennen, dass bei zu frühem Einschalten, das heißt wenn der Schaltknoten *S* noch nicht vollständig auf die Eingangsspannung U_e aufgeladen wurde, die Verlustenergie signifikant linear ansteigt.

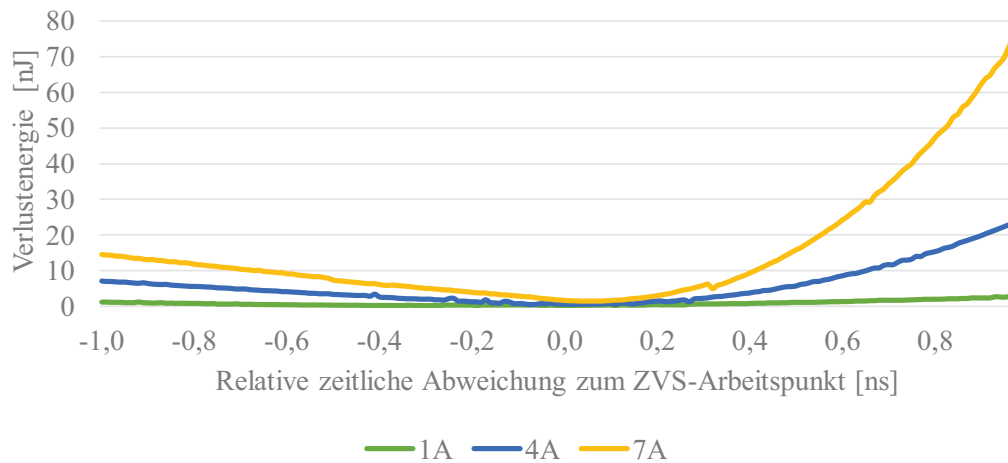


Abb. 7.20: Einschaltverlustenergie des *High-side*-FETs bei Verfehlung des optimalen ZVS-Arbeitspunktes für verschiedene Kommutierungsströme [Bau16]

Bei zu spätem Einschalten wird der Schaltknoten überladen und der Transistor wird rückwärts leitend, wobei mindestens die Schwellspannung über dem Kanal abfällt (s. Kap. 2.4.2). Mit zunehmender Überladung und zunehmendem zu kommutierendem Strom steigt die Verlustenergie exponentiell. Bei einer Verfehlung des optimalen Einschaltzeitpunktes um 200 ps ist die entstehende Verlustenergie bereits etwa dreimal so groß.

Daraus lässt sich ableiten, dass Erstens die Auflösung des PWM-Signals mindestens dem entsprechen muss, folglich größer 5 GHz , und Zweitens die Stellgeschwindigkeit des Steuersignals noch höher sein muss. Für eine Echtzeitregelung würde dies

bedeuten, dass die Messwerterfassung der Schaltbedingung (Schaltknotenspannung = Eingangsspannung), deren Verarbeitung und die Ansteuerung des *Gate*-Treibers idealerweise innerhalb deutlich unter 100 ps erfolgen müsste, was mit aktuellen Technologien weder analog noch digital darstellbar ist.

Hinzu kommt außerdem, dass die Propagationszeit t_{prop} des hier verwendeten *Gate*-Treibers, laut Datenblatt [Tex17] und messtechnisch verifiziert, etwa $29,5\text{ ns}$ beträgt, was ebenfalls eine Echtzeitregelung ausschließt.

Des Weiteren lässt sich schlussfolgern, dass die für eine EMV-optimierte Dimensionierung der Filter bevorzugte fixe Schaltfrequenz unter Effizienzaspekten nicht sinnvoll ist. Eine konstante Periodendauer würde in vielen Last-Szenarien eine Abweichung vom optimalen ZVS-Arbeitspunkt mit den zuvor genannten Konsequenzen bedingen; eine breitbandigere Filterauslegung ist der notwendige Kompromiss.

Sofern doch eine Abweichung vom optimalen Arbeitspunkt erforderlich ist, stellt ein Überladen des Schaltknotens mit exakt abgepasstem Einschaltzeitpunkt des *High-side*-Transistors für die niederohmigere Rückleitung der Energie den geringsten Nachteil dar, was jedoch ebenfalls die zuvor genannte Auflösung des Ansteuersignals bedingt.

Wie im vorigen Abschnitt dargestellt, können die Arbeitspunkte im Vorfeld berechnet werden, was als Alternative zur Echtzeitregelung eine rein kennfeldbasierte Steuerung der Schaltung nahe legt. Der gesamte Betriebsbereich muss mit allen Variablen berechnet und die resultierenden Steuerparameter in einem mehrdimensionalen Kennfeld hinterlegt werden. Für die äußeren Abhängigkeiten, wie Eingangsspannung und Ausgangsstrom, scheint dies zunächst möglich, jedoch weisen alle beteiligten Bauelemente Streuungen, Toleranzen und Temperaturdrifts auf, die eine Abweichung vom gewünschten Arbeitspunkt verursachen.

Des Weiteren ist zumindest die aktuell verwendete *Gate*-Treiberschaltung physikalisch und mathematisch unzureichend bekannt für eine prädiktive Kompensation. Allein die Diskrepanz zwischen den *High-side*- und *Low-side*-Propagationszeiten beträgt bis zu 8 ns , welche zudem temperatur- und spannungsabhängig ist. Eine Kalibrierung jeder Schaltung könnte einen Teil der Einflüsse kompensieren, erscheint jedoch in Anbetracht der Genauigkeitsanforderungen als in jedem Fall unzureichend.

Schlussendlich kann eine rein simulativ-prädiktive Kennfeldsteuerung nicht alle Abhängigkeiten, wie Temperaturverhalten oder Bauteilstreuung, abdecken und die Schaltung somit nicht zuverlässig im Effizienzoptimum betreiben.

Ein möglicher Lösungsansatz, der im Rahmen dieser Arbeit nicht mehr verifiziert werden konnte, ist eine makroskopische Kennfeldsteuerung mit überlagerter niederfrequenter Regelung auf das Effizienzoptimum und Ausgangsgrößen, basierend auf Temperatur- oder Spannungskriterien. Dies würde zum Beispiel eine schaltungstechnische Übersetzung der periodischen Schaltbedingungen, wie der ZVS-Spannung im

Einschaltmoment, in zeitkonstante, analoge Pegel erfordern, mit denen der Regelkreis den Arbeitspunkt nachführen kann.

7.6 Auslegung und Berechnung der optimierten GaN-Schaltung

Für die Verlustleistungsberechnung vereinfachen sich durch den ZVS-Betrieb die Formeln 5.21 und 7.1 zu:

$$\begin{aligned}
 P_{V,T,ZVS} &= P_{V,T(D)} + P_{V,T(A)} + P_{V,T(G)} \\
 &= \left(I_a^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) \cdot \nu_T \cdot R_{DS,on} \\
 &\quad + \frac{1}{2} \cdot U_e \cdot \left(I_a + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot \left[\frac{Q_{GD}}{|I_{G,off}|} + \frac{\left(I_a + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot C_{iss} \cdot R_{G,off}}{g_m \cdot (U_{Dr} - U_{th} - \frac{I_a + \frac{\Delta I_L}{2}}{2 \cdot g_m})} \right] \cdot f_S \\
 &\quad + \frac{3}{4} \cdot Q_G \cdot U_G \cdot f_S
 \end{aligned} \tag{7.5}$$

$$\begin{aligned}
 P_{V,TLZ,ZVS} &= P_{V,TLZ(D)} + P_{V,TLZ(G)} \\
 &= \left(I_a^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) \cdot (1 - \nu_T) \cdot R_{DS,on} \\
 &\quad + \frac{3}{4} \cdot Q_G \cdot U_G \cdot f_S
 \end{aligned} \tag{7.6}$$

Zusammen mit den Gleichungen 5.42, 5.45, 5.47, 5.48 und 5.49 lassen sich die Bauteilverluste und der Wirkungsgrad der ZVS-Arbeitspunkte ermitteln.

Abbildung 7.21 zeigt die Wirkungsgrade bei verschiedenen möglichen ZVS-Arbeitsfrequenzen für eine Ausgangsspannung von 20 V in Abhängigkeit der Spulendimensionierung. Dabei ist abzulesen, dass der Wirkungsgrad mit steigender Frequenz zunimmt; dies ist primär mit dem abnehmenden Stromrippel ΔI_L zu erklären, der die Verlustleistung in der Spule maßgeblich bestimmt, welche wiederum dominant in der Gesamtschaltung ist, siehe Abbildung 7.22.

Die Spulenverluste werden dabei zu über 99 % von den AC-Anteilen des Stromes verursacht. Folglich ist selbst bei der Verwendung einer Luftspule, diese maßgeblich für den erreichbaren Gesamtwirkungsgrad.

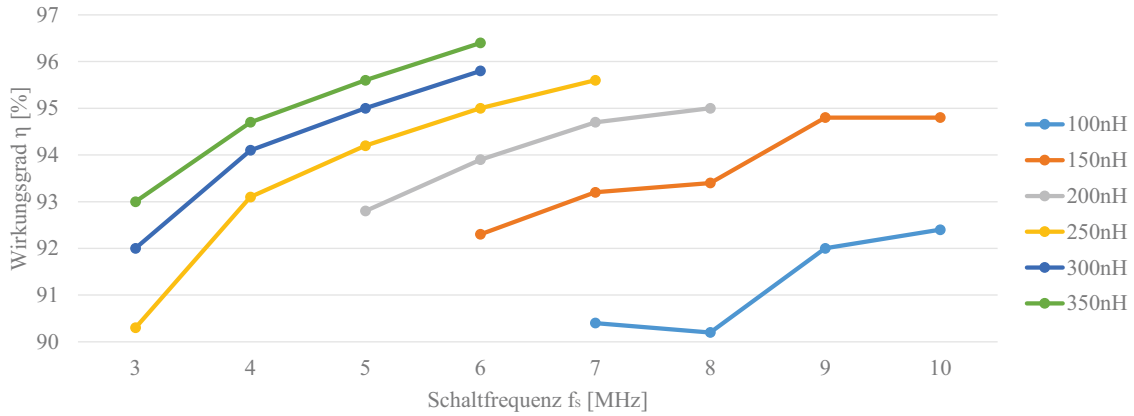


Abb. 7.21: Wirkungsgradkennlinien für ZVS-Arbeitspunkte verschiedener Schaltungs-konfigurationen über Schaltfrequenz f_s

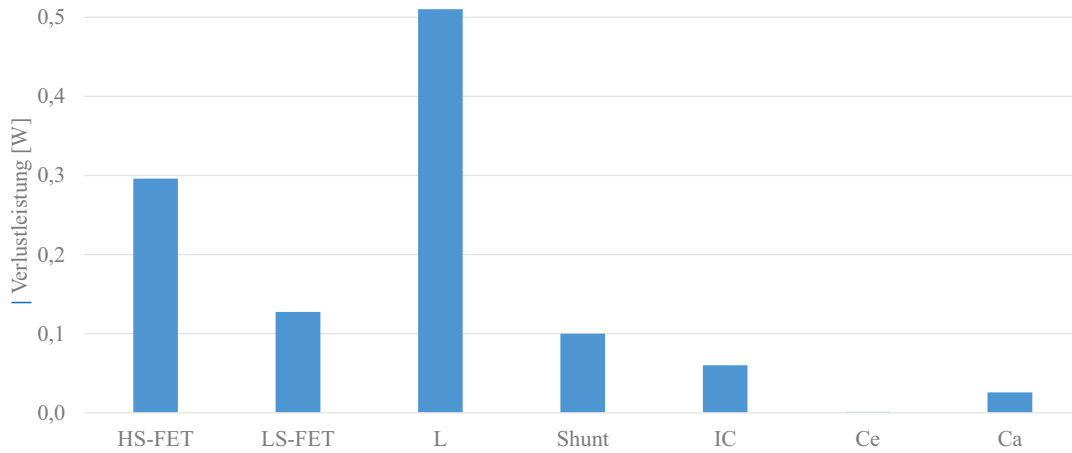


Abb. 7.22: Bauteilverluste, beispielhaft für den Arbeitspunkt $U_a = 20\text{ V}$, $f_s = 5\text{ MHz}$, $L = 250\text{ nH}$

Für verschiedene Schaltungsdimensionierungen, das heißt Induktivitätswerte, zeigt Abbildung 7.23 die Arbeitsfrequenzen mit dem besten Wirkungsgrad für 30 V Ausgangsspannung. Mit zunehmender Induktivität sinkt die optimale Arbeitsfrequenz tendenziell, aber ebenso der Stromripple ΔI_L ; gemeinsam führt dies zu besseren Wirkungsgraden.

Für einige Schaltungs-konfigurationen ist über den Ausgangsspannungsbereich auch ein nahezu frequenzkonstanter ZVS-Betrieb möglich; hierbei variieren nur die Schaltzeiten und der Stromripple. Die Wirkungsgradkennlinien zeigt Abbildung 7.24. Die Strom- und Spannungsverläufe aus der LTSpice-Simulation für die Konfiguration mit der 250 nH-Spule bei 4 MHz Schaltfrequenz zeigt beispielhaft Abbildung 7.25.

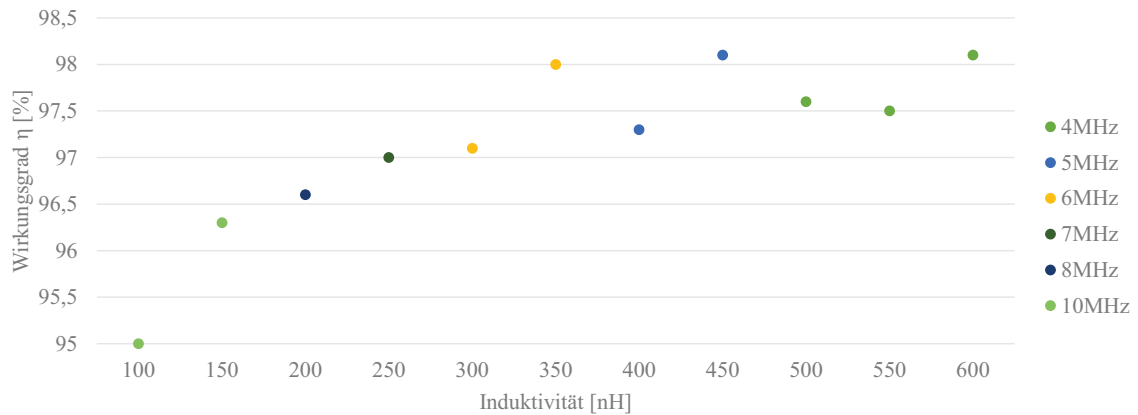


Abb. 7.23: Wirkungsgradoptimale Arbeitsfrequenzen für verschiedene Induktivitäten L bei $U_a = 30\text{ V}$

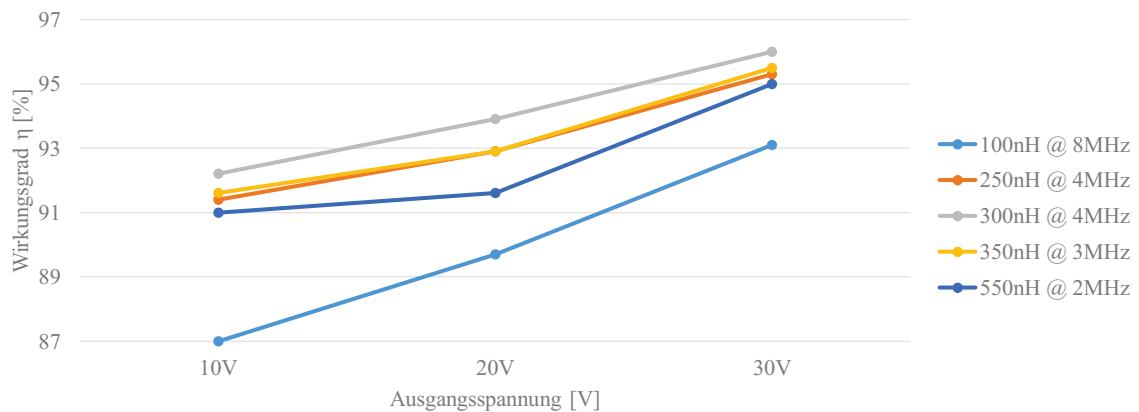


Abb. 7.24: Wirkungsgradkennlinien für frequenzkonstante Schaltungskonfigurationen über Ausgangsspannung U_a

Im Vergleich zur reinen Transistor-Substitution, Kap. 7.1, zeichnet sich keine generelle Verbesserung des Wirkungsgrades ab. Es können jedoch etwa gleichwertige Ergebnisse mit der resonanten Hochfrequenz-Schaltung erzielt werden.

Die kleinen Induktivitäten sind bereits in einer Größenordnung, bei der eine Integration in die Leiterplatte denkbar ist. Zusammen mit einer Modullösung für die Transistoren inklusive *Gate*-Treibern und Eingangskondensator, könnte sich so eine sehr kompakte Schaltung realisieren lassen.

Aus Sicht einer konstanten Verlustleistung über die verschiedenen Konzepte, kann die selbe Last wie in der 48 V-Si-Referenzschaltung bei 500 kHz alternativ mit der GaN-Schaltung bei etwa 2 MHz hartgeschaltet oder im Bereich 3 bis 10 MHz resonant betrieben werden, vergleiche Abbildungen 6.6, 7.10 und 7.21.

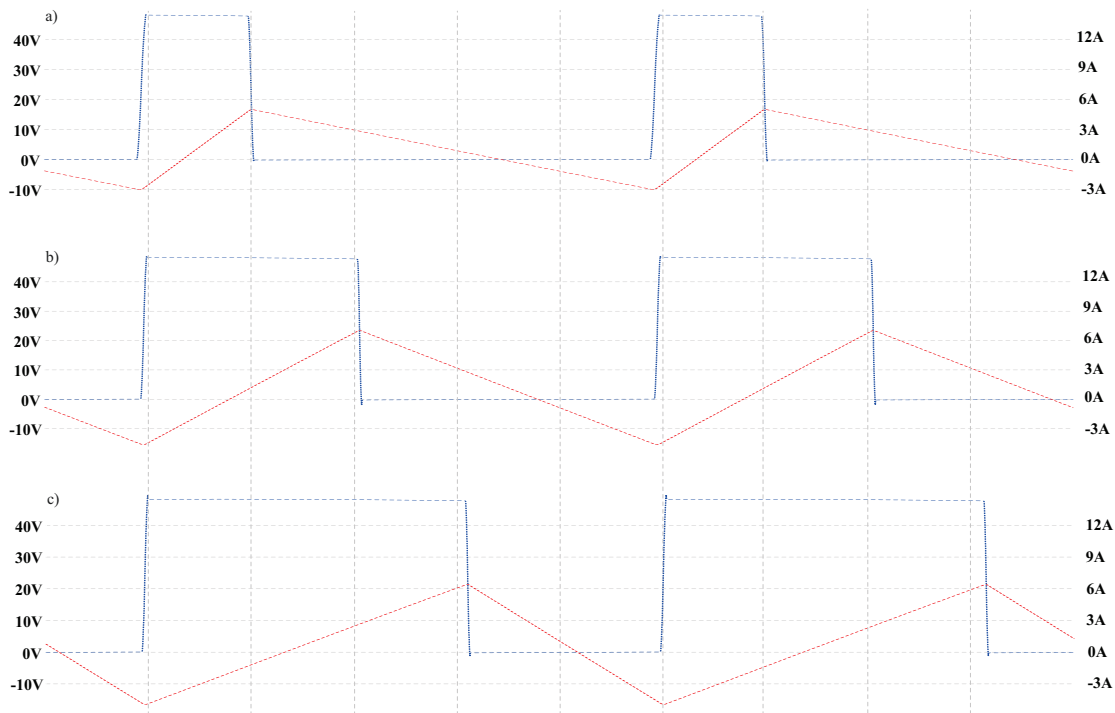


Abb. 7.25: Spulenstrom i_L (rot) und Schaltknotenspannung V_S (blau) für die frequenzkonstanten Arbeitspunkte bei 4 MHz und 250 nH Induktivität für a) 10 V , b) 20 V und c) 30 V Ausgangsspannung; Abszisse: 50 ns/div

7.7 Ergebnisverifikation

Zur Überprüfung der Berechnungen und Simulationen wurde ein Prototyp des GaN-Tiefsetzstellers aufgebaut [Bau14]. Dafür wurde die integrierte Halbbrücke LMG5200 der Fa. Texas Instruments [Tex17] verwendet, welche die bereits genannten Bauteilwerte aufweist. Dieser IC beinhaltet die *High-* und *Low-side*-GaN-Transistoren, die dazugehörigen *Gate*-Treiberstufen, die mit TTL-Pegeln angesteuert werden können, sowie eine *Bootstrap*-Schaltung für die *High-side-Gate*-Versorgung. Die Integration von Transistoren und Treibern bietet gegenüber einem diskreten Aufbau der Einzelbauteile vor allem den Vorteil, dass sämtliche *Gate*-Parasiten effektiv minimiert werden können. Die separate Kontaktierung von Signal- und Leistungs-Masse ermöglicht es trotzdem die Einflüsse der Lastseite auf die Signalseite gering zu halten.

Es wurde eine Prototypen-Leiterplatte zur Kontaktierung des ICs entworfen. Um eine einfache Adaptierbarkeit an verschiedene Schaltungskonfigurationen zu ermöglichen, sind die Hauptinduktivität, die Ausgangskapazität und die Last nicht darauf platziert, sondern werden extern an Lötkontakte der Potenziale Schaltknoten (S) und Leistungsmasse (PGND) dazu gelötet; deren Anbindungs-Impedanz ist verhältnismäßig

big unkritisch für das Schaltverhalten. Die hinsichtlich parasitärer Behaftung kritischen Pfade, der *Gate*-Schaltkreis und der Lastkreis (*hotloop*), befinden sich auf der Leiterplatte und können dahingehend optimiert werden.

An weiteren Komponenten werden die Eingangskapazität, dargestellt durch neun flexibel bestückbare Keramikcondensatoren drei verschiedener Baugrößen, ein Pufferkondensator für die Logik-Versorgungsspannung und ein *Bootstrap*-Kondensator benötigt. Der Schaltplan für die Leiterplatte ist in Abbildung 7.26 dargestellt:

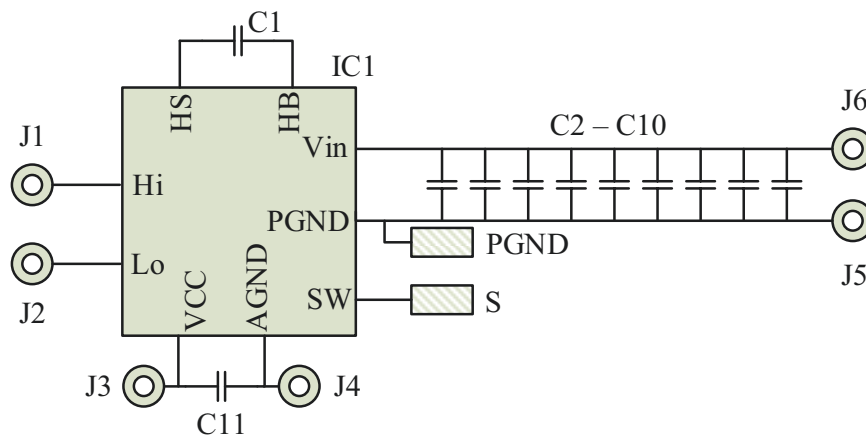


Abb. 7.26: Schaltplan der Prototypen-Leiterplatte

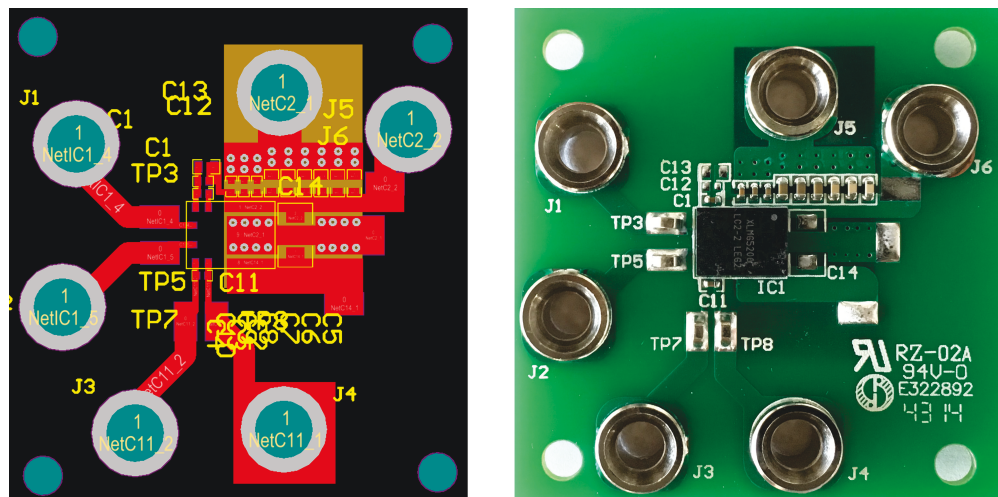


Abb. 7.27: *Top-Layer-Layout* und Foto der Prototypen-Leiterplatte [Bau14]

Beim Layout wurde auf eine Minimierung der Parasiten geachtet; dafür wurden die Eingangs-Kondensatoren so nah wie möglich zum *IC* positioniert und die massesei-

tige Rückführung in der ersten Innenlage parallel zur positiven Zuleitung geführt, wodurch die parasitäre Induktivität und die aufgespannte Fläche des Lastkreises minimal werden. Zweiteres ist auch für die elektromagnetische Abstrahlcharakteristik von Bedeutung.

Die beiden *Bootstrap*- und Puffer-Kondensatoren (C1 und C11) sind ebenfalls so nah wie möglich platziert, da sie auch transiente Belastungen mit Schaltfrequenz erfahren. Der Schaltknoten-Lötkontakt und die Hauptinduktivität müssen kurz angebunden sein, um eine parasitäre Schaltknoten-Kapazität zu anderen Leiterbahnen, zum Beispiel der Masseführung, zu vermeiden.

Abbildung 7.27 zeigt das Layout der Leiterplatte. Zu Versuchszwecken wurden noch weitere Bestückungsmöglichkeiten für Kondensatoren vorgesehen, die für die hier dargestellten Messungen aber nicht verwendet wurden.

Zur Signalgeneration der beiden PWM-Pegel wurde ein Texas Instruments *Microcontroller F28075* [Tex16] verwendet; dieser verfügt über hochaufgelöste PWM-Ausgänge, welche mittels spezieller Zeitverzugsmodule auch Signalflanken innerhalb der Systemtaktperiode von 10 ns (bei 100 MHz Taktfrequenz) erzeugen können. Der μC wurde auf einer separaten Demonstrations-Leiterplatte von Texas Instruments betrieben und mit der Halbbrücken-Leiterplatte verbunden.

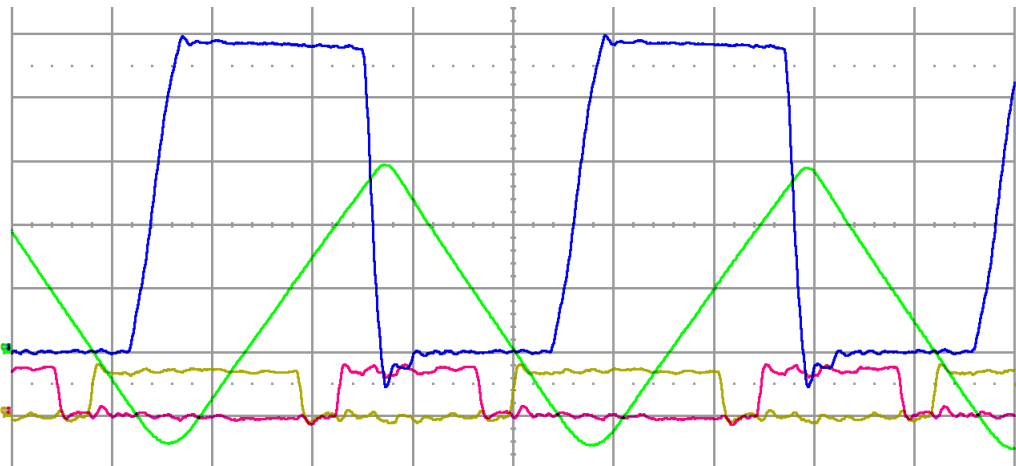


Abb. 7.28: Oszilloskopmessung von Spulenstrom i_L (grün, 1 A/div), Schaltknoten-spannung u_S (blau, 10 V/div), *High-side-Gate*-Signal (gelb, 5 V/div) und *Low-side-Gate*-Signal (pink, 5 V/div) mit 450 nH Induktivität bei 5 MHz und 30 V Ausgangsspannung; Abszisse: 50 ns/div

Die im Kapitel 7.5 berechneten Arbeitspunkte wurden für die jeweilige Schaltungskonfiguration im Messaufbau in die Register des *Controllers* geschrieben und manuell feinjustiert. Im Folgenden sind beispielhaft einige oszilloskopierte Strom- und Spannungsverläufe dargestellt.

In Abbildung 7.28 sind die Propagationszeiten zwischen den *Gate*-Signalen und den tatsächlichen Schaltzeitpunkten gut ersichtlich. Außerdem ist das Aufladen des Schaltknotens bei negativem Spulenstrom und das nahezu schwingungsfreie Einschalten des *High-side*-Transistors unter ZVS-Bedingung abzulesen.

Die Messung in Abbildung 7.29 zeigt einen Arbeitspunkt bei 7 MHz ; mit zunehmender Frequenz und steigenden Stromamplituden die geschaltet werden müssen, wird die Optimierung der Zeitparameter anspruchsvoller, was in diesem Fall durch die verwendete Ansteuerung etwa im ns -Bereich limitiert war.

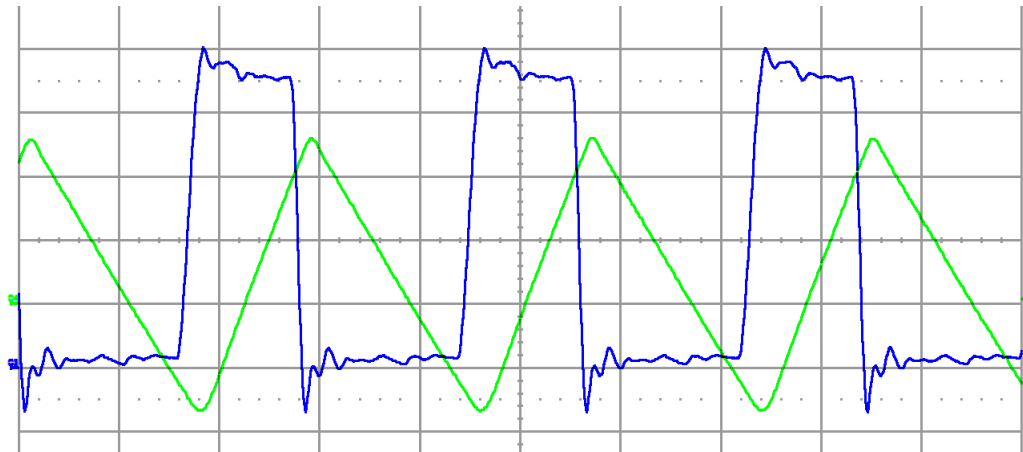


Abb. 7.29: Oszilloskopmessung von Spulenstrom i_L (grün, 2 A/div) und Schaltknotenspannung u_S (blau, 10 V/div) mit 110 nH Induktivität bei 7 MHz und 20 V Ausgangsspannung; Abszisse: 50 ns/div

Die Signalverläufe aus der Simulation in Abbildung 7.25 für den frequenzkonstanten Betrieb bei 4 MHz sind als Realmessung in Abbildung 7.30 dargestellt. Auch hier ist ersichtlich, dass die Zeitparameter mit der realen Ansteuerung nicht so genau optimiert werden konnten, wie in der Simulation; die Ausgangsparameter, Laststrom bei gegebener Spannung, werden so jedoch trotzdem erreicht.

Als Messtechnik wurde ein LeCroy „WaveRunner HRO 66Zi 600MHz“ Oszilloskop mit den Messproben LeCroy PP008 (Voltage Probe) und LeCroy CP031 (Current Probe) verwendet.

Da die Verluste der einzelnen Bauteile auf Grund der fehlenden Abgriffsmöglichkeiten nicht gemessen werden können, bleibt nur die Ermittlung des Gesamtwirkungsgrades. Dieser kann als Quotient aus Aus- zu Eingangsleistung, welche jeweils das Zeitintegral über dem Strom-Spannungs-Produkt sind, gebildet werden.

Die Toleranzen der Prüfmittel beschränken jedoch die Genauigkeit der Messergebnisse stark; so beträgt allein die *DC*-Genauigkeit der Strommesszange $\pm 1\%$ [LeC05], was

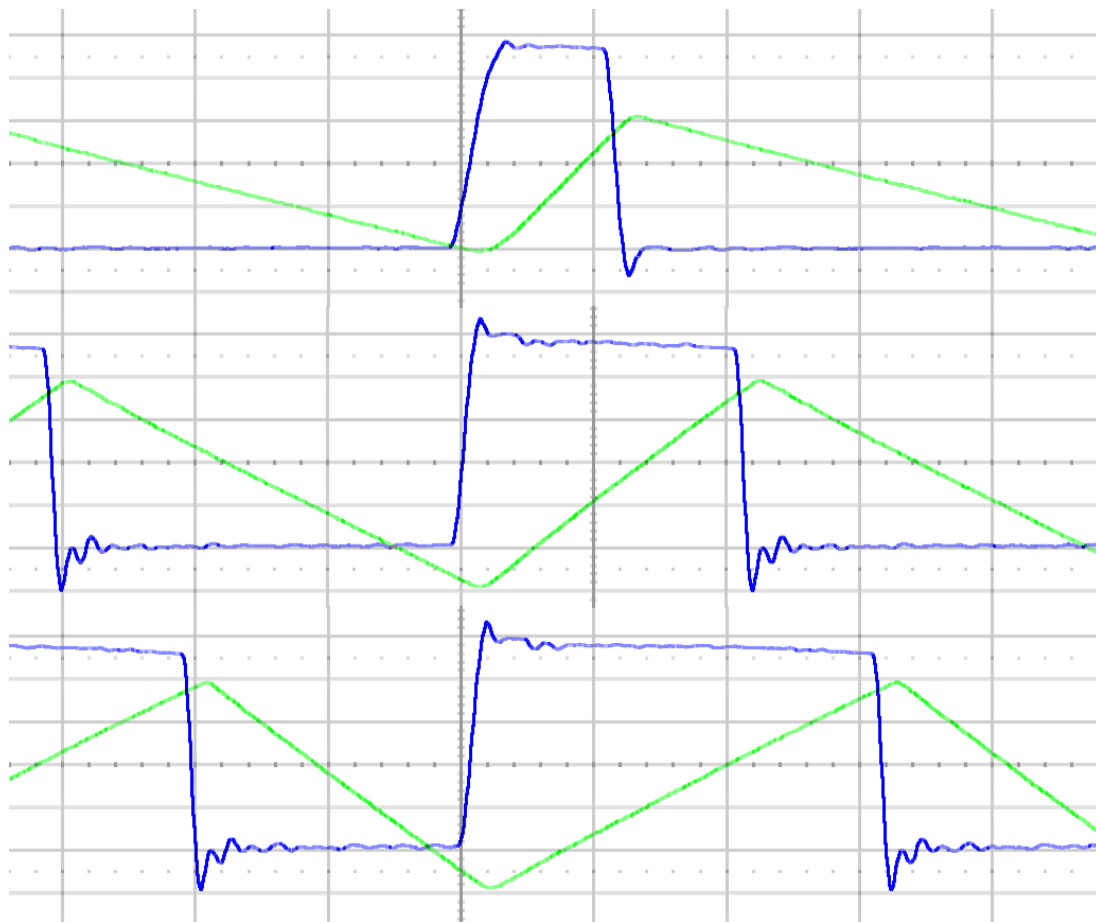


Abb. 7.30: Oszilloskopmessung von Spulenstrom i_L (grün, 2 A/div) und Schaltknotenspannung u_S (blau, 10 V/div) mit 250 nH Induktivität bei 4 MHz für 10 V , 20 V und 30 V Ausgangsspannung; Abszisse: 50 ns/div

durch die doppelte Messung (Ein- und Ausgangsseite) zu einem möglichen Gesamtfehler von etwa $\pm 2\%$ führt. Eine alternative Strommessung mittels $50\text{ m}\Omega$ -Shunts brachte wegen der Überlagerung der Toleranzen ($\pm 0,5\%$ Shunt, $\pm 0,5\%$ Probe), der Quantisierungsfehlers der 12-bit -Großsignal-Wandlung und dem Signalrauschen von über 10% Standardabweichung keine besseren Ergebnisse.

Letztendlich sind die erfassten Werte des Wirkungsgrads auf Grund der Messungenauigkeiten quantitativ nicht in der benötigten Genauigkeit belastbar; auch während der Messung und bei Wiederholungen schwanken die Werte um mehrere Prozentpunkte, so dass die Ergebnisse hier nicht dargestellt werden. Qualitativ lassen die relativen Vergleiche zwischen den Messwerten der verschiedenen Arbeitspunkte aber eine grundsätzliche Bestätigung der Modelle und Berechnungen zu.

7.8 Elektromagnetische Verträglichkeit

Simulation

Um das elektromagnetische Verhalten der verschiedenen Schaltungskonfigurationen und Betriebsarten bereits bei der Schaltungsauslegung charakterisieren und vergleichen zu können, wurde ein simulativer Ansatz gewählt. Da die leitungsgeführten Emissionen wegen der galvanischen Kopplung von Leitungen und Störquelle vor allem von der Schaltung und ihrer Parasitärbehaftung abhängen und weniger stark vom Layout der Leiterplatte, sind diese grundsätzlich geeignet per Simulation der Schaltung und des Messaufbaus nachgebildet zu werden. Dafür wurde das bereits zuvor verwendete Simulationsmodell in LTSpice verwendet; dieses enthält eingangsseitig eine Bordnetznachbildung mit Messwiderstand für die leitungsgebundene Störemissionsmessung nach LV50 [BMW13] (s. Abb. 7.19, Schaltungsteil Bordnetz und Messwiderstand R_{BNN}). Das Spannungssignal des Messabgriffs wird fouriertransformiert, auf $1\text{ }\mu\text{V}$ Referenzpegel normiert und im Frequenzspektrum dargestellt. Dies erlaubt einen zumindest qualitativen Vergleich der unterschiedlichen Schaltungskonfigurationen hinsichtlich ihres leitungsgebundenen Emissionspotenzials.

Für eine Abschätzung der Abstrahleigenschaften wurde zusätzlich das Schaltknoten-Potenzial im Frequenzspektrum analysiert. Die tatsächliche feldgebundene Abstrahlung ist, im Unterschied zur leitungsgebundenen Emission, wegen der Antennenwirkung der Leiterbahnen stark abhängig vom jeweiligen Schaltungslayout, jedoch lässt die spektrale Energieverteilung der Störquelle im relativen Vergleich eine Bewertung des Abstrahlungsvermögens zu.

Es wurden acht Schaltungskonfigurationen, von der hartgeschalteten Si-Referenzschaltung bis zur resonanten 10 MHz -GaN-Schaltung, ausgewählt, deren Simulationsergebnisse in den folgenden Abbildungen dargestellt sind:

- Si-Referenzschaltung, $33\text{ }\mu\text{H}$, hart geschaltet bei 500 kHz , s. Abb. 7.31
- GaN Schaltung, $33\text{ }\mu\text{H}$, hart geschaltet bei 500 kHz , s. Abb. 7.32
- GaN Schaltung, $5,6\text{ }\mu\text{H}$ Kernspule, ZVS bei 500 kHz , s. Abb. 7.33
- GaN Schaltung, 550 nH Luftspule, ZVS bei 2 MHz , s. Abb. 7.34
- GaN Schaltung, 300 nH Luftspule, ZVS bei 4 MHz , s. Abb. 7.35
- GaN Schaltung, 350 nH Luftspule, ZVS bei 6 MHz , s. Abb. 7.36
- GaN Schaltung, 100 nH Luftspule, ZVS bei 8 MHz , s. Abb. 7.37
- GaN Schaltung, 100 nH Luftspule, ZVS bei 10 MHz , s. Abb. 7.38

In der hartgeschalteten GaN-Schaltung (Abb. 7.32) sind gegenüber der Silizium-Schaltung (Abb. 7.31) ein um etwa 10 dB erhöhter Grundpegel und im höheren Frequenzbereich deutlich mehr ausgeprägte Rauschpegel erkennbar, was auf die um mehr

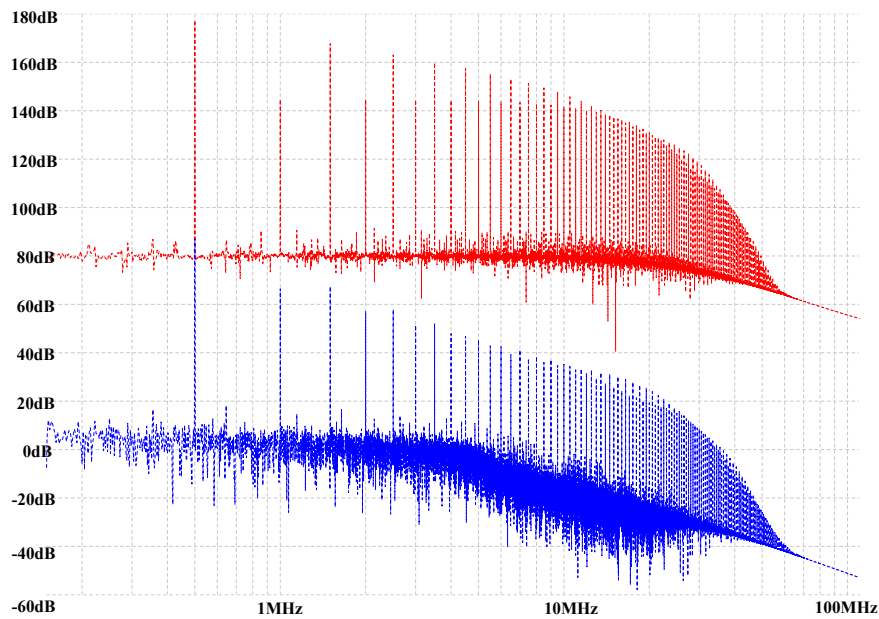


Abb. 7.31: Spektrale Spannungspegel der Si-Referenzschaltung, $33\mu H$, hart geschaltet bei $500kHz$ - blau: Leitungsgebundener Emissionspegel an der Bordnetznachbildung, rot: Schaltknotenspannung

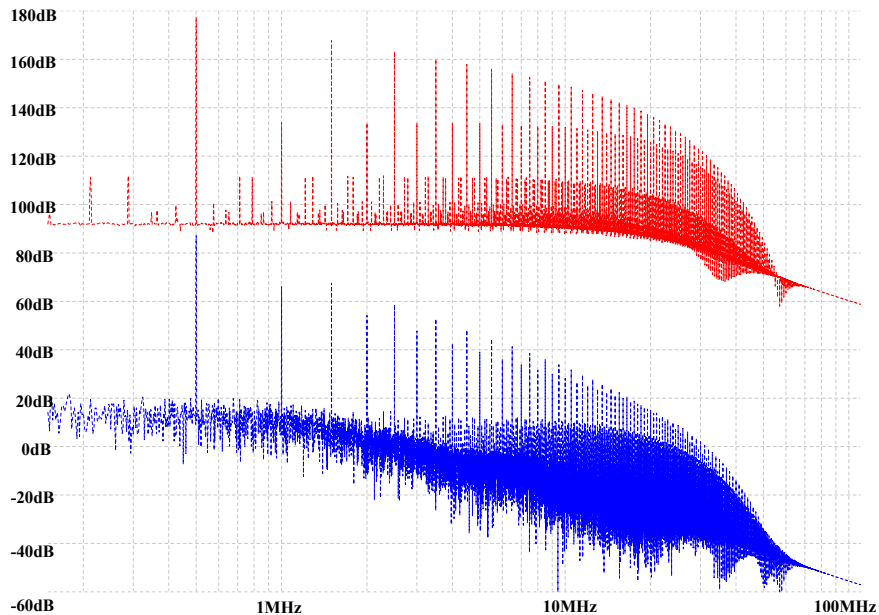


Abb. 7.32: Spektrale Spannungspegel der GaN Schaltung, $33\mu H$, hart geschaltet bei $500kHz$ - blau: Leitungsgebundener Emissionspegel an der Bordnetznachbildung, rot: Schaltknotenspannung

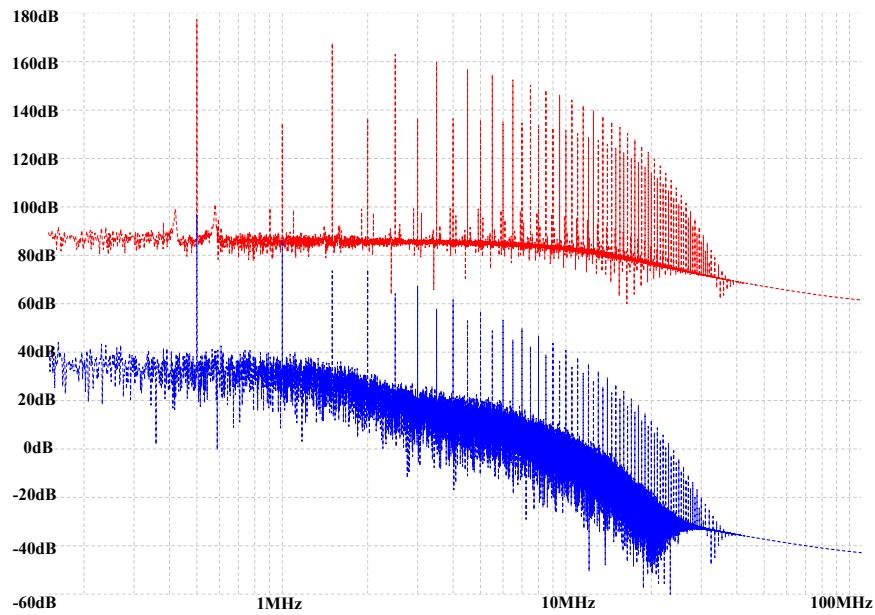


Abb. 7.33: Spektrale Spannungspegel der GaN Schaltung, $5,6 \mu H$ Kernspule, ZVS bei $500 kHz$ - blau: Leitungsgebundener Emissionspegel an der Bordnetznachbildung, rot: Schaltknotenspannung

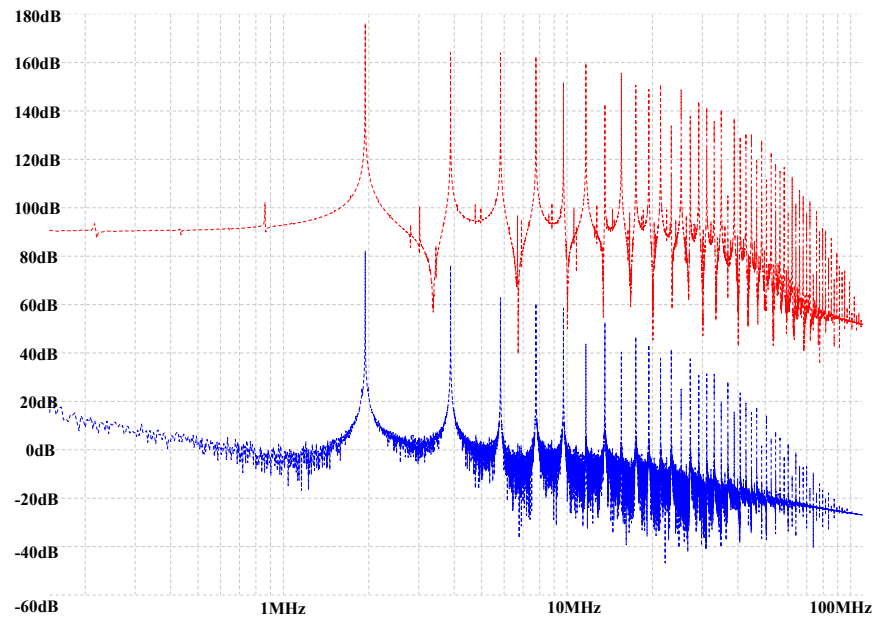


Abb. 7.34: Spektrale Spannungspegel der GaN Schaltung, $550 nH$ Luftspule, ZVS bei $2 MHz$ - blau: Leitungsgebundener Emissionspegel an der Bordnetznachbildung, rot: Schaltknotenspannung

als Faktor 30 steileren Schaltflanken zurückzuführen ist; die *Peaks* sind jedoch nahezu identisch, wodurch der notwendige Bedämpfungsaufwand für die kritischen ersten Ordnungen jeweils ähnlich groß sein wird.

Die 500 kHz-ZVS-Schaltung, Abb. 7.33, weist am Schaltknoten überraschenderweise ein sehr ähnliches Verhalten auf wie die hartgeschaltete Variante. Der resonante *High-side*-Einschaltvorgang erfolgt zwar mit geringeren Strom- und Spannungsgradienten, aber der Ausschaltvorgang auf Grund des höheren Stromrippels und der kleineren Induktivität mit steileren Gradienten.

Leitungsgebunden liegt der gesamte Signalverlauf um 10 bis 20 dB höher, was mit dem mehr als fünf mal größeren Stromripple, bei gleicher Eingangskapazität, begründet werden kann. Die höheren AC-Amplituden wirken sich entsprechend auf die eingangsseitige Messwerterfassung aus. Folglich ist in diesem Vergleich kein grundlegender Vorteil der resonanten Variante erkennbar.

Beim Sprung auf 2 MHz Schaltfrequenz, Abb. 7.34, sinken die Amplituden des leitungsgeführten Signals etwas, weil sich die Schaltfrequenz stärker erhöht als der Ripplestrom (Faktor Vier gegenüber Zweieinhalb), wodurch der Eingangskondensator die periodische Energie besser glättet.

Bei den weiteren Frequenzschritten, Abbildungen 7.35 bis 7.38, ist diese Abhängigkeit ebenfalls erkennbar; so reduziert sich beispielsweise die Amplitude der Grundordnung

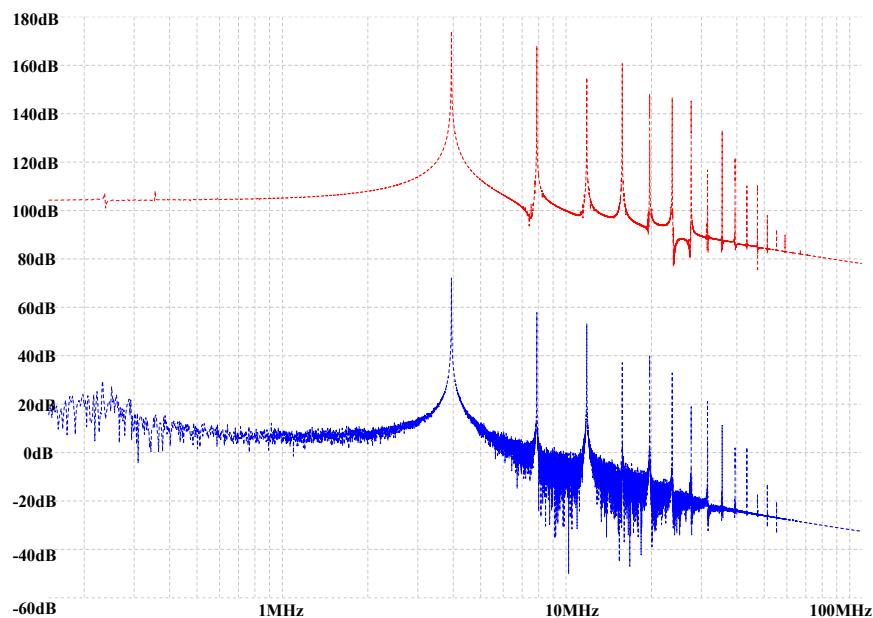


Abb. 7.35: Spektrale Spannungspegel der GaN Schaltung, 300 nH Luftspule, ZVS bei 4 MHz - blau: Leitungsgebundener Emissionspegel an der Bordnetznachbildung, rot: Schaltknotenspannung

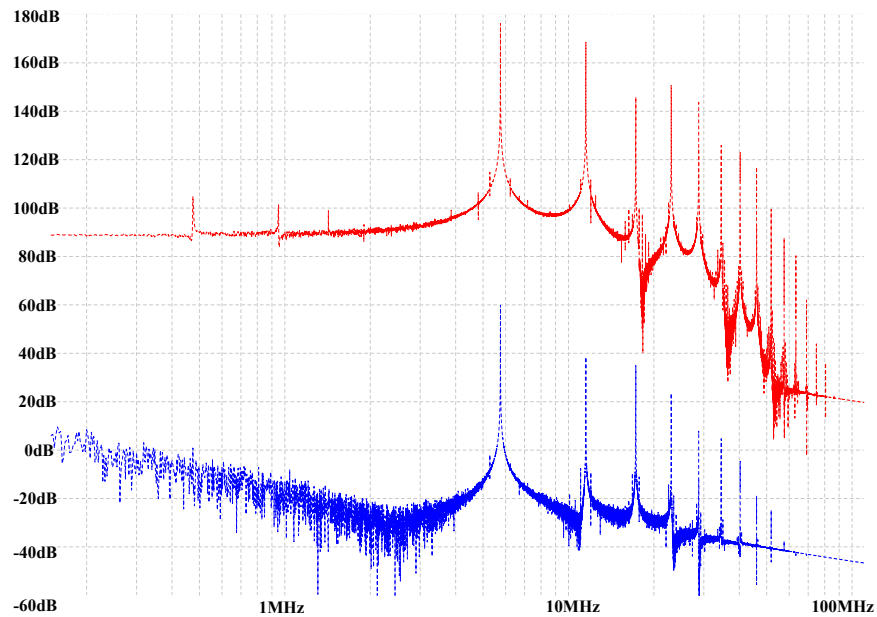


Abb. 7.36: Spektrale Spannungspegel der GaN Schaltung, 350 nH Luftspule, ZVS bei 6 MHz - blau: Leitungsgebundener Emissionspegel an der Bordnetznachbildung, rot: Schaltknotenspannung

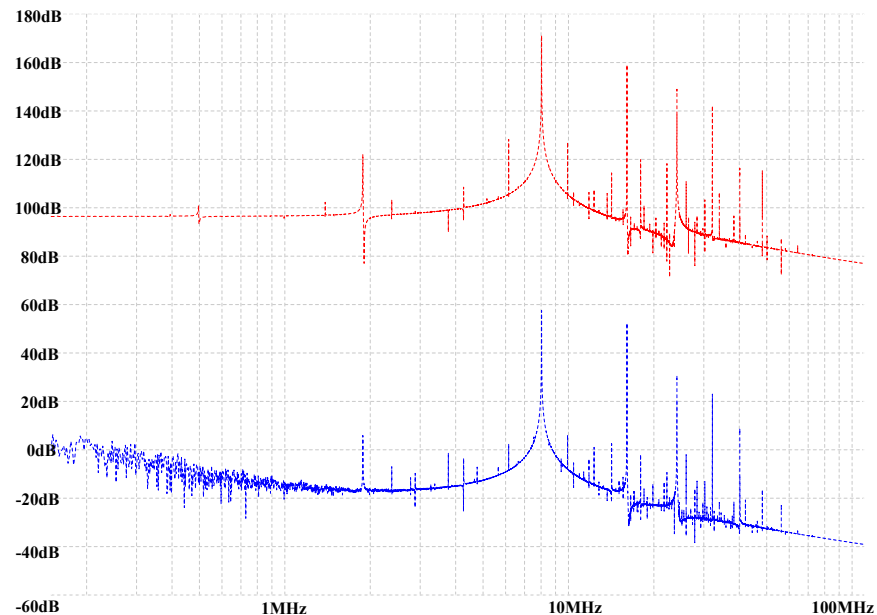


Abb. 7.37: Spektrale Spannungspegel der GaN Schaltung, 100 nH Luftspule, ZVS bei 8 MHz - blau: Leitungsgebundener Emissionspegel an der Bordnetznachbildung, rot: Schaltknotenspannung



Abb. 7.38: Spektrale Spannungspegel der GaN Schaltung, 100 nH Luftspule, ZVS bei 10 MHz - blau: Leitungsgebundener Emissionspegel an der Bordnetznachbildung, rot: Schaltknotenspannung

von 2 auf 10 MHz Schaltfrequenz bei fast gleichem Stromripple um -14 dB . Je nach Kombination aus Ripplestrom und Schaltfrequenz bleiben die Signalverläufe etwa in einem 20 dB -Korridor, der in einer ähnlichen Größenordnung wie bei der Referenzschaltung liegt.

Der Schaltknotenpegel verläuft auch bei allen resonanten Konfigurationen gleichartig, nur in Frequenzrichtung verschoben, was mit den auch im Zeitbereich wenig variierenden Spannungsverläufen begründbar ist. So liegen die Spannungsgradienten $\delta u/\delta t$ des Schaltknotens für die steigenden Flanken zwischen 12 und 32 V/ns , für die fallenden Flanken zwischen 5 und 23 V/ns . In der hartgeschaltet Galliumnitrid-Schaltung liegen sie bei knapp 100 und 5 V/ns und bei der Silizium-Referenzschaltung vergleichsweise flach bei 3 und unter 1 V/ns .

Die Stromgradienten $\delta i/\delta t$ liegen am Beispiel der *High-side*-Einschaltflanke in der Referenzschaltung unter $0,7\text{ A/ns}$, in der hartgeschalteten GaN-Variante bei über 100 A/ns und in den ZVS-Konfigurationen im Bereich von 5 bis 93 A/ns .

Es ist abzuleiten, dass die starke Spreizung der Spannungsgradienten am Schaltknoten keinen direkten Einfluss auf die Höhe der Amplituden der unteren Ordnungen hat. Bei den höheren Ordnungen scheint das resonante Einschalten trotz der steileren Gradienten im Vergleich zur Referenzschaltung einen dominanten Einfluss auf die dort niedrigeren Amplituden zu haben.

In einer Fallstudie von Han et al. [Han17] zur Gleichtakt-Störemission eines Hochvolt-*Boost*-Konverters im Vergleich zwischen Silizium- und Galliumnitrid-Transistoren, hat sich ebenfalls gezeigt, dass die höheren Spannungsgradienten der GaN-Schaltung keinen Einfluss auf die Emissionsamplituden im unteren Frequenzbereich haben.

Messungen

Einige Schaltungen wurden mit dem Versuchsaufbau in einer EMV-Kammer vermessen. Dabei wurden die leitungsgeführten Störemissionen an der Bordnetznachbildung und die Abstrahlung mit einer Antenne ermittelt.

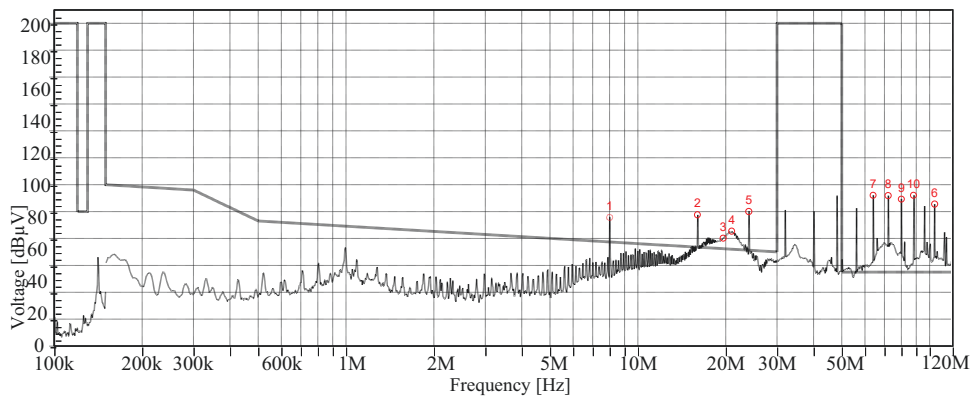


Abb. 7.39: Messung der leitungsgeführten Störaussendung - 8 MHz Leermessung (Messwert schwarz: *Max-Peak*)

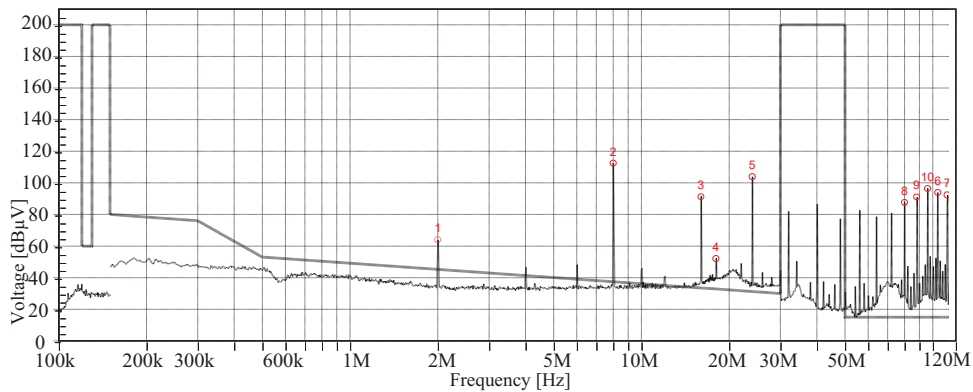


Abb. 7.40: Messung der leitungsgeführten Störaussendung - 8 MHz GaN ZVS (Messwert schwarz: *Max-Peak*)

Die externe PWM-Signalgeneration verursachte sehr hohe Grundstörungen, wie es in den Leermessungen (Abbildungen 7.39 und 7.41) erkennbar ist, was die Bewertbarkeit der Messungen entsprechend einschränkt.

Die 8 MHz- und 10 MHz-Messungen, Abbildungen 7.40 und 7.42, zeigen abzüglich der extern eingebrachten Störpegel trotzdem auch quantitative Korrelation zu den Simulationsergebnissen, vergleiche Abbildungen 7.37 und 7.38.

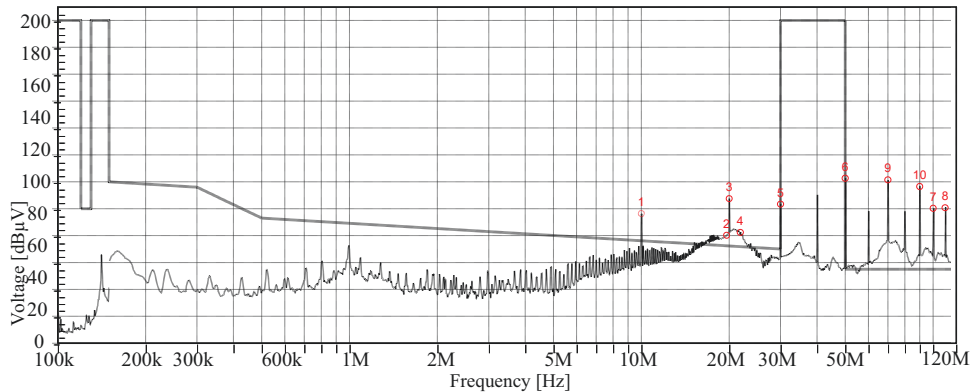


Abb. 7.41: Messung der leitungsgeführten Störaussendung - 10 MHz Leermessung (Messwert schwarz: *Max-Peak*)

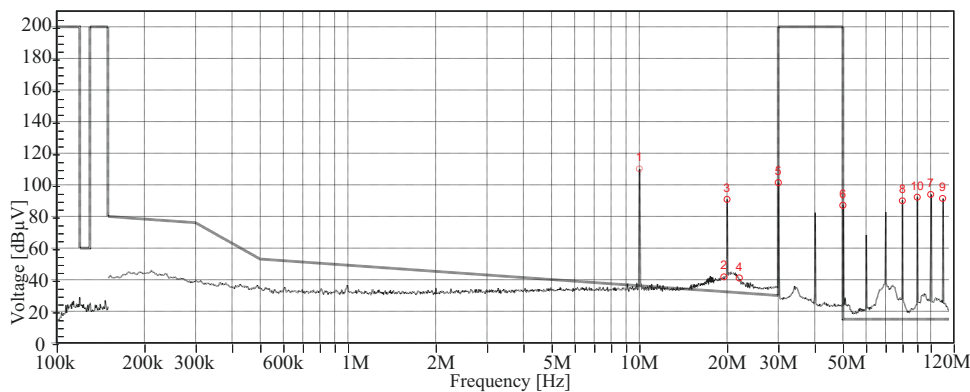


Abb. 7.42: Messung der leitungsgeführten Störaussendung - 10 MHz GaN ZVS (Messwert schwarz: *Max-Peak*)

In den Abbildungen 7.44 und 7.45 ist eine vergleichende Messung zwischen hart-geschaltetem und ZVS-Betrieb bei 5 MHz Schaltfrequenz dargestellt. Die Differenz zwischen den Amplituden der Spitzen ist kleiner als 10 dB; in den ersten fünf Harmonischen sind die ZVS-Pegel höher, danach niedriger. Auch hier hat die Grundstörung der Signalgeneration einen relevanten Einfluss auf die absoluten Messwerte (Abb. 7.43).

Im Vergleich zu der simulierten Gegenüberstellung von hartem und resonantem Schalten bei 500 kHz Schaltfrequenz in den Abbildungen 7.32 und 7.33, deckt sich das

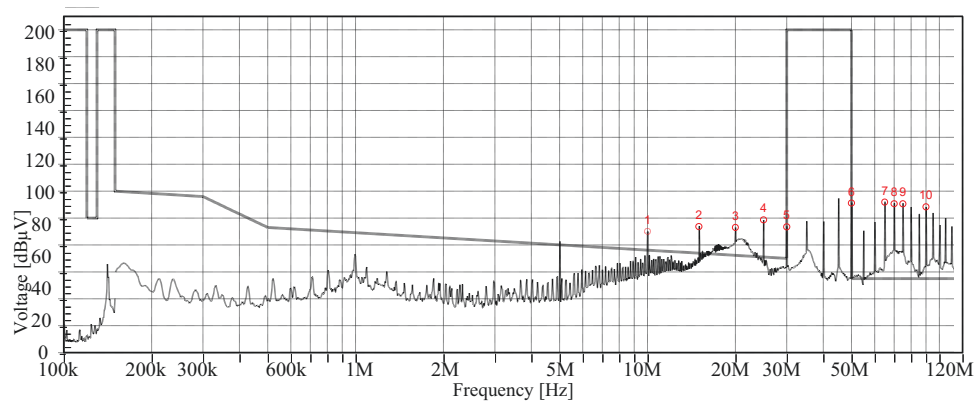


Abb. 7.43: Messung der leitungsgeführten Störaussendung - 5 MHz Leermessung (Messwert schwarz: *Max-Peak*)

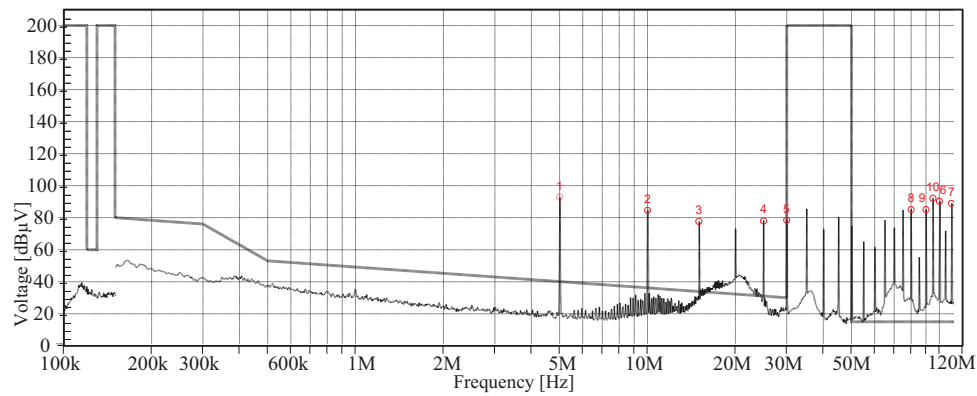


Abb. 7.44: Messung der leitungsgeführten Störaussendung - 5 MHz GaN hartgeschaltet (Messwert schwarz: *Max-Peak*)

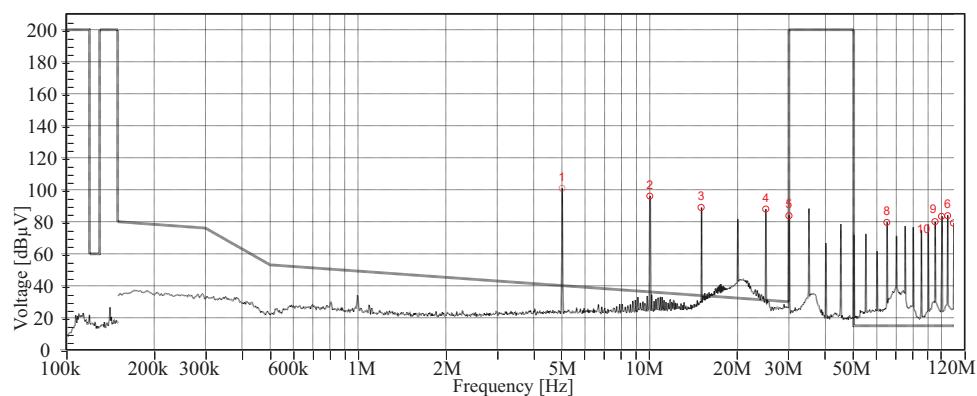


Abb. 7.45: Messung der leitungsgeführten Störaussendung - 5 MHz GaN ZVS (Messwert schwarz: *Max-Peak*)

Verhalten bei der ZVS-Schaltung des etwas höheren Grundpegels, der höheren Amplituden in den unteren Ordnungen und der niedrigeren Amplituden im oberen Frequenzbereich.

Die weichenen Schaltvorgänge und die für die Betriebsart benötigten höheren Stromrippel wirken gegenläufig, so dass sich die Charakteristik der Kennlinie wie beschrieben verändert, die absoluten Werte aber in der selben Größenordnung bleiben. Man kann folglich weder eine grundsätzliche Verbesserung noch Verschlechterung durch die resonante Betriebsart ausweisen.

Ein kritischer Aspekt ist die abgestrahlte Störemission bei Verwendung einer Luftspule durch die fehlende Bündelung der Magnetfeldlinien eines Kerns. Für einen Vergleich der beiden Spulentypen wurde die Schaltung bei 8 MHz im ZVS-Betrieb mit einer Monopol-Antenne in der Absorberhalle vermessen, s. Abb. 7.47 und 7.48.

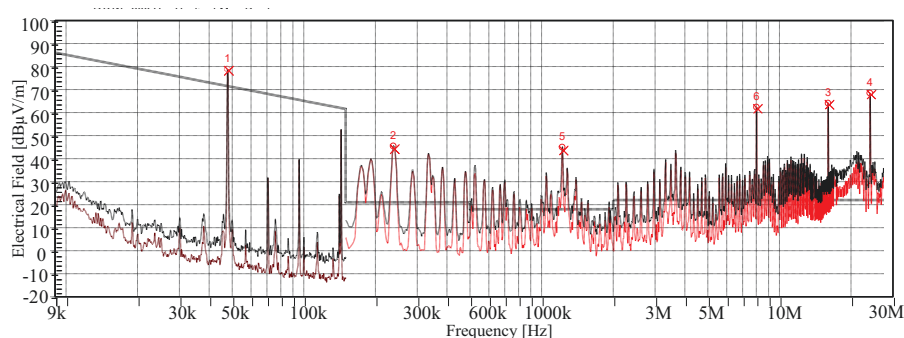


Abb. 7.46: Messung mit der Monopol-Antenne in der Absorberhalle - Leermessung (Messwert schwarz: *Max-Peak*, rot: *Max-Average*)

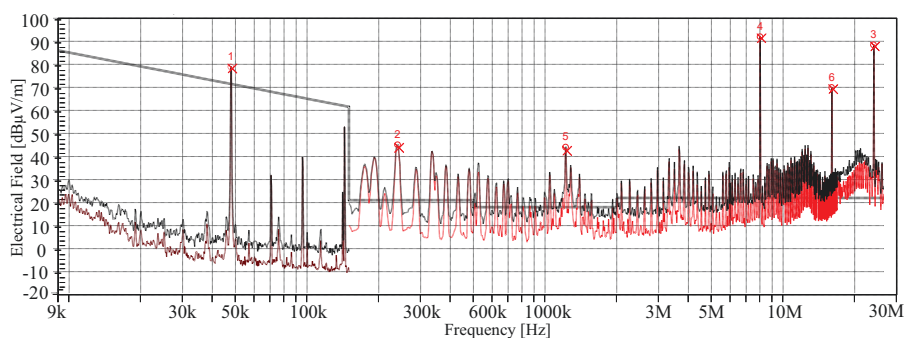


Abb. 7.47: Messung mit der Monopol-Antenne in der Absorberhalle - 8 MHz ZVS mit Ferritkernspule (Messwert schwarz: *Max-Peak*, rot: *Max-Average*)

Der einzig signifikante Unterschied ist der bei Schaltfrequenz um etwa $13\text{ dB}\mu\text{V}/\text{m}$ höhere Pegel bei der Luftspule als bei der Ferritkernspule. Die weiteren Harmonischen

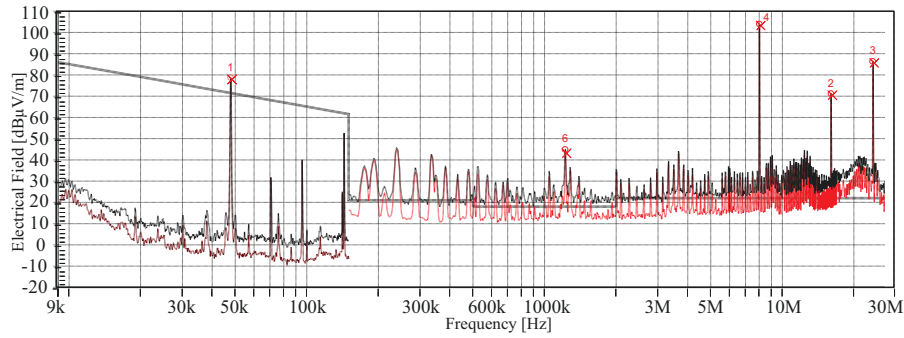


Abb. 7.48: Messung mit der Monopol-Antenne in der Absorberhalle - 8 MHz ZVS mit Luftspule (Messwert schwarz: *Max-Peak*, rot: *Max-Average*)

sind nahezu identisch und die weiteren Signalverläufe zeigen keinen Unterschied zur Leermessung (Abb. 7.46).

Die Luftspule zeigt bei f_S zwar eine mehr als vierfache Feldstärke, ist ansonsten aber unauffällig. Trotzdem besteht bei einer eventuell erforderlichen Abschirmung das Risiko der Einkopplung in diese, was dort zu weiteren Verlusten beziehungsweise Erwärmung führen kann.

7.9 Systembetrachtung

Für das System, das heißt Steuergeräte-Ebene, wird eine beispielhafte Auslegung eines Steuergerätes mit 96 W Ausgangsleistung betrachtet, was für einen aktuellen LED-Scheinwerfer eine übliche Größenordnung ist. Dies entspricht vier mal dem typischen Lastfall (5) und erfordert auf Grund der Bauteile und Flächen für Kontaktierung, Befestigung und thermische Anbindung etwa eine Leiterplattengröße A von 100 cm^2 .

In der konventionellen 12V-Silizium-Schaltung entstehen so etwa $P_V = 13,1 \text{ W}$ Abwärme; in der resonanten-GaN-Schaltung lediglich 3,4 W (s. Übersicht der Wirkungsgrade in Abb. 8.1).

Mit einer Umgebungstemperatur von bis zu 105°C (s. Kap. 4.1) und einer durch die verwendeten Halbleiter begrenzten maximalen Baugruppentemperatur von circa 125°C , steht für die Entwärmung nur eine Temperaturdifferenz von $\Delta\theta_K = 20 \text{ K}$ zur Verfügung.

Eine 0-dimensionale Temperaturabschätzung nach [Ada09] ergibt für die konventionelle Steuergeräte-Variante mit den genannten Parametern und einem Temperaturübergangskoeffizienten für die freie Konvektion und Abstrahlung der FR4-Leiterplatte von $\alpha_{FR4} = 12 \text{ W/m}^2\text{K}$ eine Temperaturdifferenz von $\Delta\theta_{Si} = P_V / (2 \cdot A \cdot \alpha) =$

54,6 K. Die Oberfläche zur Wärmeabgabe muss auf mindestens 544 cm^2 vergrößert werden, um die maximale Baugruppentemperatur einzuhalten, was durch die bekannten Aluminium-Kühlkörper erreicht wird.

Für die Galliumnitrid-Variante ergibt sich bei selber Leiterplattengröße eine Temperaturdifferenz von $\Delta\theta_{\text{GaN}} = 14,2\text{ K}$. Das Steuergerät ist also bei Gewährleistung freier Konvektion ohne zusätzliche Entwärmungsmaßnahmen bei maximaler Umgebungstemperatur betreibbar. Da ein Gehäuse zum Schutz der Baugruppe in der Regel notwendig ist, das wiederum die freie Konvektion der Leiterplatte beeinträchtigt, ist ein einfaches Gehäuse mit dünnem Blech- oder Aluminiumboden ohne Kühlrippen, mit partieller thermischer Anbindung der Leiterplatte, und Kunststoffdeckel eine naheliegende konstruktive Lösung.

Gegenüber dem konventionellen Kühlkörper, mit einem aktuell realistischen Gewicht von 300 g, ist dadurch eine Reduktion auf unter 100 g Gewicht möglich.

Eine Gewichtsdiﬀerenz von 400 g pro Fahrzeug bewirken neben Kosten- und Bau- raumvorteilen eine Kraftstoffeinsparung, bei einem Standardwert von 0,3 l pro 100 km und 100 kg [VDA14], von etwa 1,2 ml/100km. Mit der Kohlendioxidemissionsrate ρ_{Bv} (s. Kap. 4.1) ergeben sich $-0,028\text{ g}(\text{CO}_2)/\text{km}$.

Das Leistungsgewicht dieses Steuergerätes entspricht 2,1 g/W, was eine deutliche Verbesserung gegenüber dem Stand der Technik darstellt, vergleiche Tabelle 3.1.

In einem Standard-Betriebsfall, mit einem Lastfall (5) pro Scheinwerfer, was mit 24 W etwa einem aktuellen Tagfahrlicht entspricht, ergibt sich mit den gezeigten Werten aus Abbildung 8.1 eine Leistungseinsparung von 4,7 W.

Im Normzyklus WLTP bewirkt dies eine Kohlendioxidemissionsreduktion von 0,23 g(CO₂)/km, siehe Kapitel 4.1; gemeinsam mit dem Gewichtseinfluss ergeben sich folglich 0,26 g(CO₂)/km.

Bezüglich der Kosten stellen die Galliumnitrid-Transistoren im Bauteilvergleich zu Silizium-MOSFETs aktuell noch eine Hürde dar; durch die Fertigung auf Silizium-*Wafern* in bekannten Prozessen mit geringerer Anzahl an Lagen und zunehmenden *Wafer*-Durchmessern wird erwartet, dass die Mehrkosten binnen weniger Jahre soweit sinken, dass sie auf Systemebene durch die ermöglichten Einsparungen, vor allem im Entwärmungskonzept, kompensiert werden können und die Technologie somit auch kommerziell wettbewerbsfähig wird.

Fazit

Die Verwendung der GaN-HEMTs bewirkte bei gleichbleibender Schaltungskonfiguration etwa weitere 60 % Reduktion der Verlustleistung.

Eine Erhöhung der Schaltfrequenz ermöglicht die Verwendung kleinerer Bauteile, führt aber grundsätzlich zu höheren Verlusten in der Schaltung.

Der hohe und mit der Schaltfrequenz steigende Anteil der Verluste aus den Ausgangskapazitäten der Transistoren führt zur Notwendigkeit einer resonanten Betriebsart.

Die Transistorverluste konnten mittels *Zero-Voltage-Switching* wirksam minimiert werden. Der hohe Stromrippel führt jedoch zu einem starken Anstieg der Kernverluste in der Spule, welche den transistorseitigen Benefit kompensieren. Folglich bringt diese Betriebsart außer einer kleineren Spule keine Vorteile.

Um die Kernverluste zu eliminieren wurde die Verwendung einer Luftspule untersucht. Bei den gegebenen Schaltungsanforderungen und den kleinen verfügbaren Induktivitätswerten muss die Schaltfrequenz entsprechend hoch gewählt werden. Diese erfordern wiederum einen ZVS-Betrieb mit hohen Stromrippeln, was die Verwendung der kernlosen Spule bedingt. Es ist ein Spezifikum dieser Größe von Schaltregler, dass diese Bedingungen in gegenseitiger Abhängigkeit stehen und dass deren Umsetzung überhaupt möglich ist. Zum Beispiel für sehr viel größere Eingangsspannungen würde der Induktivitätswert der Luftspule oder die Schaltfrequenz in nicht mehr darstellbare Höhe steigen.

Die Berechnungen zeigen, dass auch die Luftspule im höherfrequenten ZVS-Betrieb hinsichtlich der Verlustleistung das dominante Bauteil bleibt und somit den wesentlichen, limitierenden Faktor bei der Wirkungsgradoptimierung in der Schaltungskonfiguration darstellt.

Um die ZVS-Schaltung im Effizienzoptimum betreiben zu können, ist eine PWM-Auflösung im Bereich von 100 ps erforderlich. Ein *Controller* mit dieser Auflösung und einer integrierten Regelung des Arbeitspunktes existiert aktuell nicht.

In eingeschränkten Arbeitsbereichen ist ein frequenzkonstanter ZVS-Betrieb mit präziser, rückwärtsleitungsfreier Ansteuerung des *High-side*-Transistors und entsprechenden Einbußen im Wirkungsgrad möglich.

Im prototypischen Aufbau der Halbbrücke konnte die Funktionsfähigkeit der verschiedenen Schaltungskonfigurationen in den berechneten Arbeitspunkten bestätigt werden.

In der EMV-Simulation konnte gezeigt werden, dass sowohl die deutlich steileren Strom- und Spannungsgradienten der GaN-Schaltung als auch die hohen Stromrippel der ZVS-Schaltung negativen Einfluss auf die leitungsgeführten Störemissionen haben. Kritisch für die Grenzwerteinhaltung sind insbesondere die Spitzen der unteren Ordnungen, die mit einer Mehrung um maximal 10 dB bei Schaltfrequenz gegenüber der Referenzschaltung aber in einem beherrschbaren Bereich liegen. In den hohen Ordnungen erweist sich der resonante Betrieb als vorteilhaft, was auch in der Real-messung bestätigt werden konnte.

Bei der Antennenmessung zeigte sich die Luftspule im Vergleich zur Ferritkernspule überraschend unauffällig; lediglich bei Schaltfrequenz zeigte sich eine höhere Feldstärke, die zum Beispiel durch eine leichte Frequenzmodulation kompensiert werden könnte.

Auf Steuergeräte-Ebene ist ein deutlich einfacheres Gehäuse- und Entwärmungskonzept durch die GaN-Schaltungen möglich, was entsprechende Vorteile bei Gewicht, Leistungsgewicht, Baugröße, Kosten und den Fahrzeugverbrauchs- beziehungsweise Emissionswerten bewirkt.

8 Zusammenfassung

8.1 Fazit

Mit den Ergebnissen konnte gezeigt werden, dass die Zielsetzung der Effizienzmaximierung in der LED-Treiberschaltung mit den untersuchten Lösungsansätzen erreicht werden kann und welche die begrenzenden Faktoren sind.

In Abbildung 8.1 sind auszugsweise die Wirkungsgrade der fünf Lastfälle in den sequenziellen Optimierungsschritten dargestellt:

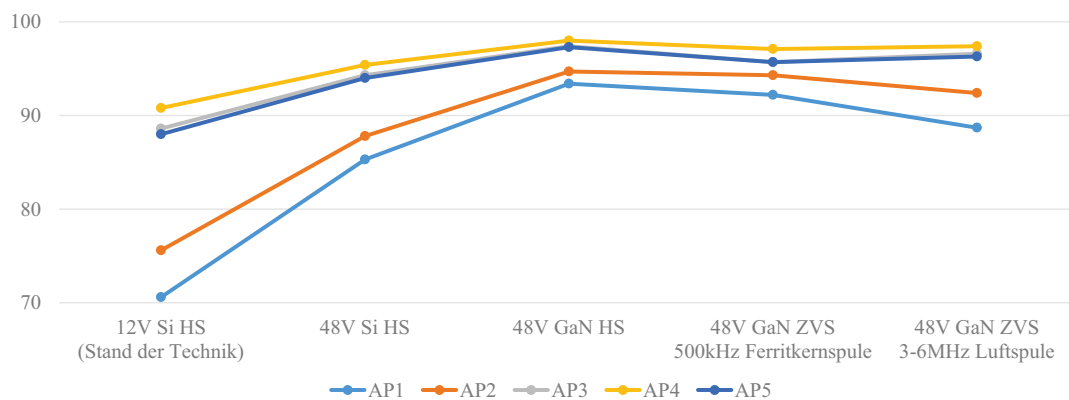


Abb. 8.1: Vergleich der Wirkungsgrade für die fünf Lastfälle in den verschiedenen Schaltungskonzepten

Bereits der erste Schritt, die topologische Vereinfachung durch die Anhebung der Versorgungsspannung auf 48 V, bringt eine erhebliche Einsparung an Verlustleistung. Der darauf aufbauende Einsatz der nach wie vor hartgeschalteten Galliumnitrid-Transistoren bewirkt nochmals mehr als eine Halbierung der Verluste, so dass diese Maßnahme aus energetischer Sicht als sehr gewinnbringend bestätigt werden kann. In dieser Ausprägung beschränken sich die erforderlichen Anpassungen in der Schaltung auf die *Gate*-Treiber und die EMV-Befilterung, was einen überschaubaren Integrationsumfang darstellt.

Die Verwendung einer *Zero-Voltage-Switching*-Betriebsstrategie bei gleicher Schaltfrequenz verlagert im Wesentlichen die Verluste aus den Transistoren in die Spule, so dass dieses Konzept für die Effizienz der Schaltung nicht zuträglich ist.

Erst der Einsatz von Spulen mit Luftkern ermöglicht einen sinnhaften ZVS-Betrieb der Schaltung bei höheren Frequenzen, bei dem das Potenzial der GaN-HEMTs ausgeschöpft werden kann. Allerdings sind die Verluste im gleichen Bereich, punktuell etwas besser oder schlechter, wie die hartgeschaltete GaN-Variante, so dass der erhebliche Aufwand für die Umsetzung und Integration dieses Konzepts nicht grundsätzlich lohnenswert ist. Für eine Optimierung auf einen bestimmten Arbeitspunkt oder eine mögliche *Package*-Integration der kleineren Induktivität kann dies jedoch zielführend sein. Das limitierende Bauteil für den erreichbaren Gesamtwirkungsgrad stellt weiterhin die Spule dar.

Für die Verluste der Transistoren stellt die Ausgangskapazität C_{oss} den wichtigsten Parameter dar. Im hartgeschalteten Betrieb hat die bei jedem Schaltvorgang vernichtete Ladung den mit Abstand größten Anteil der Verluste im Transistor und wird bei steigender Schaltfrequenz auch dominant in den gesamten Schaltungsverlusten, wodurch die betreibbaren Frequenzen limitiert werden, s. Kap. 7.1 und 7.2.

Im ZVS-Betrieb bestimmt die Ausgangskapazität die resonant zurückzuladende Energie, welche bei Zunahme den Arbeitsbereich einschränkt und den erforderlichen Stromrippel erhöht, was wiederum die Verluste, vor allem in der Spule, negativ beeinflusst.

Die schnellen Schaltzeiten der GaN-HEMTs von unter 1 ns mit akzeptablem Überspringen konnten erst durch den niederimpedanten *Gate*-Pfad der in ein Modul integrierten Treiber und Transistoren erreicht werden. Das heißt die resistive Bedämpfung der Lade- und Entladepfade kann erst mit einer sehr niederinduktiven Anbindung ($< 1\text{ nH}$) von Treiberausgang zu *Gate*-Eingang derart reduziert werden.

Das elektromagnetische Emissionsverhalten stellt sich durch die steileren Schaltgradienten der Galliumnitrid-Transistoren, die größeren Stromrippel des ZVS-Betriebs und die Verwendung der kernlosen Luftspulen teilweise etwas schlechter dar; grundlegende oder schwerwiegende Nachteile konnten jedoch nicht gefunden werden, so dass die Einhaltung der Grenzwerte in einer Serienapplikation realistisch erscheint. Grundlage dafür ist jedoch die in Kapitel 7 beschriebene Minimierung diverser, parasitär-induktiver und -kapazitiver Beläge, sowie die getroffenen Layout-Maßnahmen zur kurzen Anbindung der Komponenten und Bildung möglichst kleiner Flächen in den transienten Maschen.

Mit den hohen Wirkungsgraden der Galliumnitrid-Schaltungen mit 48 V -Versorgung konnte die Verlustleistung im Steuergerät etwa auf ein Viertel reduziert werden, was ein stark vereinfachtes Kühl- und Gehäusekonzept ermöglicht (s. Kap. 7.9). Das Leistungsgewicht des Scheinwerfer-Steuergerätes kann dadurch auf $2,1\text{ g/W}$ verbessert werden. Durch die Gewichts- und vor allem Energieeinsparungen kann im Abgasemissionstestzyklus WLTP die streckenbezogene Kohlendioxidemission des Fahrzeugs um größenordnungsmäßig $0,26\text{ g(CO}_2\text{)}/\text{km}$ reduziert werden und somit zur Erreichung der Emissionsziele einen Beitrag leisten.

8.2 Ausblick

Für die weitere Entwicklung des resonanten GaN-Tiefsetzstellers ist vor allem ein PWM-*Controller* mit der erforderlichen zeitlichen Auflösung für die Schaltzeitpunkte und die Periode erforderlich. Ebenso ist eine geeignete, umsetzbare Regelstrategie für die dynamische Ausregelung innerhalb der Arbeitsbereiche von Ein- und Ausgangsspannungen und Ausgangsstrom zu entwickeln.

Außerdem bedarf das thermische und elektromagnetische Verhalten der Luftspulen in metallischen Steuergeräte-Gehäusen und deren elektrischer Anbindung weiterer Untersuchungen.

Die Spulen stellen auf Grund ihrer Relevanz in den Schaltungsverlusten auch ein potenzielles Entwicklungsfeld dar.

In künftigen Produktentwicklungen der GaN-HEMTs sollte eine weitere Verkleinerung der parasitären Ausgangskapazität C_{oss} forciert werden, da sie sowohl bei hartgeschaltetem als auch resonantem Betrieb immer noch signifikant den erreichbaren Wirkungsgrad beeinflusst.

Für beide Betriebsarten ist eine weitere Bauteilintegration, vor allem der Eingangskondensatoren in ein gemeinsames Modul mit *Gate*-Treibern und HEMTs, interessant für Verbesserungen in Baugröße und elektromagnetischer Emission.

Längerfristig ist eine monolithische Integration von Treibern und Transistoren erstrebenswert zur weiteren Reduktion der *Gate*- und *Package*-Parasiten, was noch kürzere Schaltzeiten ermöglichen würde.

Die Spule könnte vor allem bei noch kleineren Nennwerten durch höhere Schaltfrequenzen in die Leiterplatte integriert, beziehungsweise ausschließlich durch Leiterbahnen dargestellt werden.

Alternativ ist auch eine Modul-Integration mit allen passiven Bauteilen der Schaltung denkbar, was auf Anwendungsebene sehr interessant für eine modulare, bedarfsgerechte Bestückung der jeweils benötigten Treiberstufen bei minimaler Komplexität der Leiterplatte und der Produktionsprozesse des Steuergerätes ist.

Die vorgestellten Konzepte dieser Arbeit sind grundsätzlich übertragbar auf jegliche strom- oder spannungsregelnde DC/DC-Konverter in automotiven Niederspannungsanwendungen; der jeweilige Nutzen muss jedoch individuell bewertet werden. Die Entwicklung von hochintegrierten Modulen wird durch die Ausweitung der Anwendungsfelder und damit steigendes, potenzielles Stückzahlvolumen zunehmend attraktiv, weshalb auch hier weitere Aktivitäten auf allen Ebenen, vom Halbleiter bis zur Fahrzeuganwendung, notwendig sind.

Thesen

1. Eine Versorgung der LED-Treiberschaltungen mit 48 V-Nominalspannungsebene bringt signifikante Verbesserungen im Wirkungsgrad durch die einfachere Schaltreglertopologie
2. Mit der Verwendung von Galliumnitrid-*High-electron-mobility*-Transistoren ist gegenüber konventionellen Silizium-MOSFETs eine deutliche Reduktion der Verlustleistung des Schaltreglers möglich, primär durch die kürzeren Schaltzeiten und die besseren Bauteilkennwerte
3. Die bei GaN-Transistoren deutlich geringere Ausgangskapazität C_{oss} stellt einen wesentlichen Vorteil der Technologie durch die Wirksamkeit auf die generierte Verlustleistung dar und sollte nach Möglichkeit noch weiter verringert werden
4. *Zero-Voltage-Switching* ist mit Kernspulen wegen des in dieser Anwendung auftretenden, hohen Stromrippels und vor allem bei steigender Schaltfrequenz nicht sinnvoll; die Verwendung von Luftspulen ermöglicht den resonanten Betrieb im *MHz*-Bereich
5. Die Spulenverluste sind, sowohl bei Kernspulen als auch bei Luftspulen, von elementarer Bedeutung für den Gesamtwirkungsgrad und stellen im resonanten Betrieb das den Arbeitsbereich, die Schaltfrequenz und den Wirkungsgrad begrenzende Bauteil dar. Bei Verlustberechnungen ist eine Betrachtung der Oberwellen bis zur 9. Ordnung der Schaltfrequenz ausreichend
6. Parasitäre, elektrische Eigenschaften der Bauteile und Verbindungen, vor allem im Lastkreis und im *Gate*-Kreis, sind mit steigender Schaltfrequenz und Schaltgeschwindigkeit, das heißt zunehmenden Strom- und Spannungsgradienten, von enormer Wichtigkeit für einen robusten und effizienten Betrieb der Schaltung und limitieren die theoretischen Möglichkeiten der GaN-Transistoren
7. Die Integration von *Gate*-Treibern und Transistoren in ein *IC* ist notwendig, um hohe Schaltgeschwindigkeiten erreichen zu können und dies vor allem, indem durch den niederimpedanten *Gate*-Pfad der zerstörerische *Induced-turn-on*-Effekt vermieden wird
8. Zur Erreichung des Wirkungsgradoptimums im ZVS-Betrieb ist eine Auflösung der Ansteuerung von mindestens 100 ps erforderlich, damit im Einschaltmoment

das Schaltknotenpotenzial gegenüber der Eingangsspannung weder unter- noch überladen ist

9. Die hohen Gradienten $\delta i/\delta t$, $\delta u/\delta t$, der große Stromrippel ΔI_L und die Verwendung kernloser Spulen in der resonanten GaN-Halbbrücke sind hinsichtlich ihres elektromagnetischen Emissionspotenzials mit geeigneten Maßnahmen in Schaltung, Layout und Ansteuerung mit den geforderten Grenzwerten vereinbar
10. Die untersuchten Konzepte und Technologien können einen relevanten Beitrag zur Reduktion von Fahrzeuggewicht, -energieverbrauch und -emissionen beitragen

Anhang

Anhang A

Mit dem Emissionsspektrum der Lichtquelle $\Phi(\lambda)$ und der relativen spektralen Augenempfindlichkeitskurve $V(\lambda)$ lässt sich deren Produkt, die relative Lichtstromverteilung $\Phi_{v,rel}(\lambda)$, berechnen:

$$\Phi_{v,rel}(\lambda) = \Phi(\lambda) \cdot V(\lambda) \quad (.1)$$

Das Integral der durch $\Phi_{v,rel}(\lambda)$ beschriebenen Funktion ist der aus dem Datenblatt bekannte Lichtstrom $\Phi_{v,ges}$. Damit lässt sich die absolute Lichtstromverteilung $\Phi_{v,abs}(\lambda)$ ermitteln:

$$\Phi_{v,abs}(\lambda) = \Phi_{v,rel}(\lambda) \cdot \frac{\Phi_{v,ges}}{\int \Phi_{v,rel}(\lambda)} \quad (.2)$$

Die $V(\lambda)$ -Kurve hat ihr Maximum bei 555 nm ; dort entspricht 1 W Leistung 683 lm . Bei anderen Wellenlängen ist eine mit dem Kehrwert der $V(\lambda)$ -Kurve multiplizierte Leistung notwendig, um den selben subjektiven Lichtstrom zu erzeugen. Somit lässt sich die Nutzlichtleistung der Lichtquelle, also die Leistung, die das sichtbare Licht darstellt, wie folgt berechnen:

$$P_{NL} = \frac{1\text{ W}}{683\text{ lm}} \cdot \int \frac{\Phi_{v,abs}(\lambda)}{V(\lambda)} d\lambda \quad (.3)$$

Der Wirkungsgrad η des Leuchtmittels ergibt sich aus dem Quotienten von Nutzlichtleistung zu elektrischer Eingangsleistung:

$$\eta = \frac{P_{NL}}{P_{el}} \quad (.4)$$

Da die Eingangsgrößen, vor allem $\Phi(\lambda)$, meist nur in begrenzter Auflösung vorliegen, und die Leuchtmittel gewissen Streuungen unterliegen, stellen die ermittelten Wirkungsgrade nur eine Näherung dar, die für den grundlegenden Vergleich der Technologien aber ausreichende Aussagekraft haben.

Exemplarisch wird die Berechnung für die genannte LED [Osr16a] dargestellt:

Wirkungsgrad der LED

Mit $\Phi_{v,ges} = 378,5 \text{ lm}$, $P_{el} = 3,05 \text{ W}$ und den spektralen Verläufen nach Abb. A.1 ergibt sich die Nutzlichtleistung $P_{NL} = 0,878 \text{ mW}$.

Daraus folgt der Wirkungsgrad:

$$\eta_{LED} = \frac{P_{NL}}{P_{el}} = 28,8 \%$$

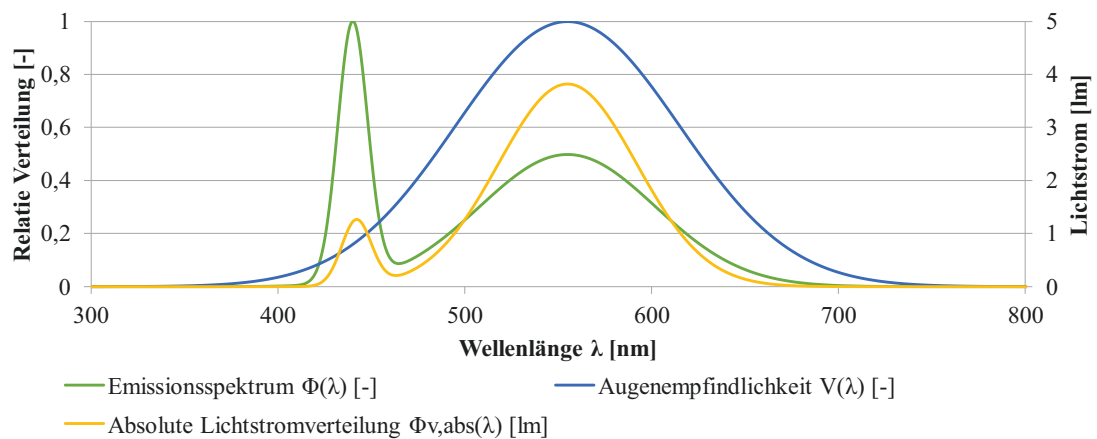


Abb. A.1: Spektralverläufe der LED

Anhang B

Die Fourier-Transformation des Drosselstromes ΔI_L erfolgt in die Sinus-Anteile nach folgendem Stromverlauf mit dem variablen Tastverhältnis ν_T :

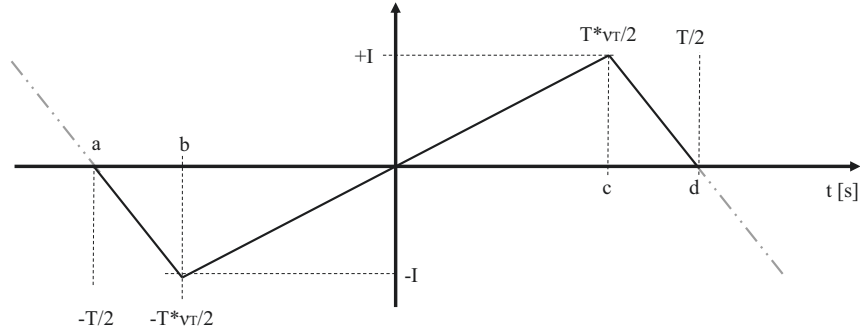


Abb. B.1: Drosselstromverlauf für Fouriertransformation

Cosinus-Anteile sind nicht existent; der Gleichstromanteil wird bei der Synthese hinzu gerechnet.

Die Sinus-Amplitudenfaktoren errechnen sich wie folgt:

$$\begin{aligned}
 b_n &= \frac{2}{T} \left[\int_a^b \left(I \frac{t-b}{a-b} - I \right) \sin(n\omega t) dt + \int_b^c \left(I \frac{t}{c} \right) \sin(n\omega t) dt + \int_c^d \left(I - \frac{t-c}{d-c} I \right) \sin(n\omega t) dt \right] \\
 &= \frac{1}{\Pi^2 \cdot n^2} \cdot \left(\frac{\sin(-n \cdot \Pi \cdot \nu_T)}{\nu_T - 1} + \frac{2 \cdot \sin(n \cdot \Pi \cdot \nu_T)}{\nu_T} + \frac{\sin(n \cdot \Pi \cdot \nu_T)}{1 - \nu_T} \right)
 \end{aligned}$$

Die Synthese des Drosselstromes ergibt sich zu:

$$i_L(t) = I_a + \sum_{n=1}^{\infty} (\Delta I_L \cdot b_n \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t))$$

Literaturverzeichnis

- [ACE16] ACEA Position Paper: „Reducing CO2 Emissions from Passenger Cars and Light Commercial Vehicles Post-2020“, *Mai 2016*. URL: <http://www.acea.be>
- [Ada09] J. Adam: „Die Leiterplatte als Kühlkörper“, *Haus der Technik, 3. Tagung Elektronik Kühlung, Februar 2009*. URL: www.adam-research.de
- [Bac07] F. Bachmann, P. Loosen, R. Poprawe: „High Power Diode Lasers - Technology and Applications“, *Springer Verlag, 2007*. ISBN: 978-0-387-34453-9.
- [Bad16] N. Badawi, O. Hilt, E. Bahat-Treidel, J. Böcker, J. Würfl, S. Dieckerhoff: „Investigation of the Dynamic On-State Resistance of 600 V Normally-Off and Normally-On GaN HEMTs“, *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 52, No. 6, November/Dezember 2016*.
- [Bah12] E. Bahat-Treidel: „GaN-Based HEMTs for High Voltage Operation“, *Dissertation, Technische Universität Berlin, 2012*.
- [Bau14] N. Bauer: „ZVS-GaN-Halbbrücke als Tiefsetzstromregler“, *Forschungsarbeit, Technische Universität München, Dezember 2014*.
- [Bau16] N. Bauer: „Mathematische Systemanalyse und Anforderungsspezifikation eines Schaltwandlers mit ZVS und GaN Technologie“, *Master-Thesis, Technische Universität München, März 2016*.
- [BMW10] BMW Group Standard 95024-2 bzw. LV124: „Elektrische und elektronische Komponenten in Kraftfahrzeugen - Elektrische Anforderungen und Prüfungen“, *München, 2010*.
- [BMW11] BMW Group Standard 95026 bzw. LV148: „Elektrische und elektronische Komponenten in Kraftfahrzeugen, 48V-Bordnetz, Anforderungen und Prüfungen“, *München, 2011*.
- [BMW13] BMW Group Standard 95002 bzw. LV50: „Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV), Allgemeine Anforderungen und Prüfungen“, *München, 2013*.

- [Bos02] Robert Bosch GmbH: „Autoelektrik / Autoelektronik“ 4. Auflage, Oktober 2002. ISBN: 3-528-13872-6.
- [Bul11] J.D. Bullough: „Detection and acceptability of stroboscopic effects from flicker“, *Lighting Research and Technology*, 11.10.2011. URL: lrt.sagepub.com
- [Coi04] Coilcraft Inc. Document 267: „SPICE Model - SER1360“, 2004. URL: www.coilcraft.com
- [Coi15] Coilcraft Inc.: „High Temp Power Inductors MSS1278T“, *Datenblatt*, 2015. URL: www.coilcraft.com
- [Coi16] Coilcraft Inc.: „High Frequency, High Current Power Inductors - 2014VS“, *Datenblatt*, 2016. URL: www.coilcraft.com
- [Ebl16] M. Ebli, M. Wattenberg, M. Pfof: „Performance of a GaN-HEMT synchronous boost converter in ZVS and hard switching mode“, *18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, September 2016.
- [ECE10] Wirtschaftskommission für Europa der vereinten Nationen (UN/ECE), Regelung Nr. 123: „Einheitliche Bedingungen für die Genehmigung von adaptiven Frontbeleuchtungssystemen (AFS) für Kraftfahrzeuge“, 2010. URL: eur-lex.europa.eu
- [ECE13] Wirtschaftskommission für Europa der vereinten Nationen (UN/ECE), Draft technical report: „Development of a Worldwide harmonized Light duty driving Test Cycle (WLTC)“, vom 01.11.2013. URL: www.unece.org
- [EG09] Verordnung Nr. 443/2009 des Europäischen Parlaments und des Rates: „Festsetzung von Emissionsnormen für neue Personenkraftwagen im Rahmen des Gesamtkonzepts der Gemeinschaft zur Verringerung der CO₂-Emissionen von Personenkraftwagen und leichten Nutzfahrzeugen“, vom 23. April 2009. URL: eur-lex.europa.eu
- [EPC09] S. Colino, R. Beach, EPC Corp.: „Fundamentals of Gallium Nitride Power Transistors“, 2009. URL: www.epc-co.com
- [EPC11] R. Beach, A. Babakhani, R. Strittmatter, EPC Corp.: „Circuit Simulation Using EPC Device Models“, *Application Note*, 2011. URL: www.epc-co.com
- [EPC12] A. Lidow, J. Strydom, EPC Corp.: „Gallium Nitride (GaN) Technology Overview“, *White Paper*, 2012. URL: www.epc-co.com
- [EPC13] J. Strydom, A. Lidow, EPC Corp.: „Driving eGaN™ Transistors for Maximum Performance“, 2013. URL: www.epc-co.com

- [EPC13a] EPC Corp.: „EPC2007 - Enhancement Mode Power Transistor“, *Datenblatt*, 2013. URL: www.epc-co.com
- [EPC13b] EPC Corp.: „EPC2001 - Enhancement Mode Power Transistor“, *Datenblatt*, 2013. URL: www.epc-co.com
- [EPC13c] EPC Corp.: „EPC2016 - Enhancement Mode Power Transistor“, *Datenblatt*, 2013. URL: www.epc-co.com
- [EPC14] J. Strydom, D. Reusch, S. Colino, A. Nakata, EPC Corp.: „Using Enhancement Mode GaN-on-Silicon Power FETs (eGaN[®] FETs)“, 2014. URL: www.epc-co.com
- [EPC15] EPC Corp.: „EPC8009 - Enhancement Mode Power Transistor“, *Datenblatt*, 2015. URL: www.epc-co.com
- [EPC17] Efficient Power Conversion Corporation: „Enhancement Mode Gallium Nitride Technology“, *Technology Brief*, 2017. URL: www.epc-co.com
- [Gac08] D. Gacio, A.J. Calleja, J. Garcia, J. Ribas, M. Rico-Secades: „Suitable Switching Converter Topologies for Automotive Signal Lamps and Headlamps Using Power LEDs“, *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS '08)*, 2008. URL: ieeexplore.ieee.org
- [Han17] D. Han, C.T. Morris, W. Lee, B. Sarlioglu: „A Case Study on Common Mode Electromagnetic Interference Characteristics of GaN HEMT and Si MOSFET Power Converters for EV/HEVs“, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, Vol. 3, No. 1, März 2017. URL: ieeexplore.ieee.org
- [Har00] P. Hartnett, P. Miller, M. O'Hara: „42V Powernet enabling technologies: overview“, *Passenger Car Electrical Architecture (Ref. No. 2000/088) IEE Seminar*, 2000. URL: ieeexplore.ieee.org
- [Hoe17] E. Hoene, D. Cittanti, F. Iannouzzo: „Modules, Drivers and Magnetics for Fast Switching“, *ECPE SiC & GaN User Forum*, 08. März 2017, *conference proceedings*.
- [Hu03] J. Hu: „Bewertung von DC-DC-Topologien und Optimierung eines DC-DC-Leistungsmoduls für das 42-V-Kfz-Bordnetz“, *Dissertation*, RWTH Aachen, 2003. ISBN: 978-3-8322-3201-6.
- [Hu04] J. Hu, J. Von Bloh, R.W. De Doncker, N. Ott: „Circuit topology and control strategies of DC-DC power module for the future 42 V automotive PowerNet“, *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC 2004)*, 2004. URL: ieeexplore.ieee.org

- [Inf09] Infineon Technologies AG: „OptiMOS™3 Power-Transistor BSC123N08NS3 G“, *Datenblatt*, 04.11.2009. URL: www.infineon.com
- [Inf11] Infineon Technologies AG: „OptiMOS™-T2 Power-Transistor IPG16N10S4-61“, *Datenblatt*, 29.11.2011. URL: www.infineon.com
- [Inf11a] Infineon Technologies AG: „OptiMOS®-T Power-Transistor IPD30N10S3L-34“, *Datenblatt*, 06.10.2011. URL: www.infineon.com
- [ISO11] International Organization for Standardization: „ISO 26262 - Road vehicles – Functional safety“, *Norm*, 2011. URL: www.iso.org
- [Jar06] A.H. Jarndal: „Large-Signal Modeling of GaN Device for High Power Amplifier Design“, *Dissertation*, Universität Kassel, 2006. URL: www.uni-kassel.de
- [Kam12] N. Kaminski, O. Hilt: „SiC and GaN Devices - Competition or Coexistence?“ *7th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*, 2012. URL: ieeexplore.ieee.org
- [Keu15] D.M. Keum, H. Cha, H. Kim: „Proton Bombardment Effects on Normallyoff AlGaIn/GaN-on-Si Recessed MIS-Heterostructure FETs“, *IEEE Transactions on nuclear science*, Vol. 62, No. 6, Dezember 2015. URL: ieeexplore.ieee.org
- [Krü07] J. Krückeberg: „Hochleistungs-LEDs in der Praxis“ 1. Auflage, Franzis Verlag GmbH, 2007. ISBN: 978-3-7723-5498-4.
- [Kuh02] B. Kuhn: „AlGaIn/GaN-Heterostrukturen: Epitaxie und elektrische Eigenschaften“, *Dissertation*, Universität Stuttgart, 2002. URL: elib.uni-stuttgart.de
- [LeC05] Teledyne LeCroy Inc.: „CP031 Current Probe“, *Datenblatt*, Juli 2005. URL: www.teledynelecroy.com
- [Lee15] W. Lee, D. Han, C. Morris, B. Sarlioglu: „Minimizing Switching Losses in High Switching Frequency GaN-based Synchronous Buck Converter with Zero-Voltage Resonant-Transition Switching“, *9th International Conference on Power Electronics-ECCE Asia*, 1.-5. Juni 2015. URL: ieeexplore.ieee.org
- [Lid12] A. Lidow: „Are GaN Transistors Ready for Prime Time in Power Conversion?“, *PowerPulse.Net*, Online-Artikel, 02. Juli 2012. URL: www.powerpulse.net

- [Lid14] A. Lidow, A. Nakata, M. Rearwin, J. Strydom, A.M. Zafrani: „Single-Event and Radiation Effect on Enhancement Mode Gallium Nitride FETs“, *IEEE Radiation Effects Data Workshop (REDW)*, 2014. URL: ieeexplore.ieee.org
- [Lop03] T. Lopez, G. Sauerlaender, T. Duerbaum, T. Tolle: „A detailed analysis of a resonant gate driver for PWM applications“, *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '03)*, 2003. URL: ieeexplore.ieee.org
- [Lut12] J. Lutz: „Halbleiter-Leistungsbaulemente“ 2. Auflage, Springer Vieweg, 2012. ISBN: 978-3-642-29795-3.
- [Mar13] P. Marx: „Wirkungsgrad-Vergleich zwischen Fahrzeugen mit Verbrennungsmotor und Fahrzeugen mit Elektromotor“, 05.11.2013. URL: www.mx-electronic.com
- [Men17] G. Meneghesso: „Robustness and Reliability of GaN Devices“, *ECPE SiC & GaN User Forum*, 09. März 2017, conference proceedings.
- [Mic12] Microsemi Corp.: „Gallium Nitride (GaN) versus Silicon Carbide (SiC) in the High Frequency (RF) and Power Switching Applications“, 2012. URL: www.richardsonrfpd.com
- [Mic13] Microsemi Corp.: „Space Brief Newsletter - Recent Product Updates and Notifications“, 08.04.2013. URL: www.micorsemi.com
- [Mil12] J. Millán: „A review of WBG Power Semiconductor Devices“, . *International Semiconductor Conference (CAS)*, 2012. URL: ieeexplore.ieee.org
- [Mur13] Murata Manufacturing Company, Ltd.: „Chip Monolithic Ceramic Capacitor for Automotive - GCM31CC71H475KA03“, *Datenblatt*, 2013. URL: www.murata.com
- [Mur13a] Murata Manufacturing Company, Ltd.: „Chip Monolithic Ceramic Capacitor for Automotive - GCM31CR72A105KA03“, *Datenblatt*, 2013. URL: www.murata.com
- [Mus97] S. Musumeci, A. Raciti, A. Testa, A. Galluzzo, M. Melito: „Switching-behavior improvement of insulated gate-controlled devices“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.12, no.4, pp.645,653, Juli 1997. URL: ieeexplore.ieee.org
- [Nak13] M. Nakata, Panasonic Corp.: „Normally-off 600V GaN power transistor and applications“, *ECPE SiC & GaN User Forum*, 2013, conference proceedings.

- [Osr13] OSRAM Opto Semiconductors GmbH: „OSRAM OSTAR Headlamp - LE UW D1W5 01“, *Datenblatt*, 28.05.2013. URL: www.osram-os.com
- [Osr13a] OSRAM GmbH: Gasentladungslampe „OSRAM XENARC 66240“, *Datenblatt*, 16.07.2013. URL: www.osram.de
- [Osr13b] OSRAM GmbH: Glühlampe „OSRAM Classic A 60W 230V E27“, *Datenblatt*, 12.07.2013.
- [Osr16] OSRAM Opto Semiconductors GmbH: Blue Laser Diode PL TB450B *Datenblatt*, 02.11.2016. URL: www.osram-os.com
- [Osr16a] OSRAM Opto Semiconductors GmbH: LED „OSRAM OSOLON Black Flat LUW HWQP“, *Datenblatt*, Version 1.7, 27.10.2016. URL: www.osram-os.com
- [Osr17] OSRAM GmbH: H7-Glühlampe „OSRAM Original Line 64210“, *Datenblatt*, 12.04.2017. URL: www.osram.de
- [Osr17a] OSRAM GmbH: Leuchtstofflampe „OSRAM DULUX T PLUS 13W/830“, *Datenblatt*, 05.04.2017. URL: www.osram.de
- [Phi09] Philips Lumileds: LED „LUXEON Altilon DS66“, *Datenblatt*, 23.09.2009. URL: www.lumileds.com
- [Pol10] D. Polenov: „DC/DC-Wandler zur Einbindung von Doppelschichtkondensatoren in das Fahrzeugenergiebordnetz“, *Dissertation*, TU Chemnitz, 2010. URL: monarch.qucosa.de
- [Pro11] U. Probst: „Leistungselektronik für Bachelors: Grundlagen und praktische Anwendungen“, *Carl Hanser Verlag*, 2011. ISBN-13: 978-3-446-42734-1.
- [Ren13] Renesas Electronics Corporation: „Silicon N Channel Power MOSFET RJK0651DPB“, *Datenblatt*, 09.04.2013. URL: www.renesas.com
- [Sai08] W. Saito, T. Domon, I. Omura, T. Nitta, Y. Kakiuchi, K. Tsuda, M. Yamaguchi: „Demonstration of Resonant Inverter Circuit for Electrodeless Fluorescent Lamps Using High Voltage GaN-HEMT“, *Power Electronics Specialists Conference*, Juni 2008. URL: ieeexplore.ieee.org
- [Sch12] U. Schlien: „Schaltnetzteile und ihre Peripherie“, *Springer Vieweg*, 2012. ISBN-13: 978-3-8348-1646-7.
- [Sch14] L. Scheick: „Determination of Single-Event Effect Application Requirements for Enhancement Mode Gallium Nitride HEMTs for Use in Power Distribution Circuits“, *IEEE Transactions on nuclear science*, Vol. 61, No. 6, December 2014. URL: ieeexplore.ieee.org

- [So00] L. So, P. Miller, M. O'Hara: „42V-PWM - Lighting the Way in the New Millennium“, *SAE, Future Transportation Technology Conference, August 2000*. URL: papers.sae.org
- [STM11] STMicroelectronics Corporation: „STripFET™ II Power MOSFET STD25NF10LA“, *Datenblatt, Oktober 2011*. URL: www.st.com
- [Stu14] T. Stubbe, R. Mallwitz, R. Rupp, G. Pozzovivo, W. Bergner, O. Haeberlen, M. Kunze: „GaN Power Semiconductors for PV Inverter Applications - Opportunities and Risks“, *8th International Conference on Integrated Power Systems (CIPS), Februar 2014*. URL: ieeexplore.ieee.org
- [Tan15] K. Tanaka, T. Morita, H. Umeda, S. Kaneko, M. Kurado, et al.: „Suppression of current collapse by hole injection from drain in a normally-off GaN-based hybrid-drain-embedded gate injection transistor“, *Applied Physics Letters 107, 163502, Oktober 2015*. URL: aip.scitation.org
- [Tex13] Texas Instruments Inc.: „NexFET™ Power MOSFET CSD18537NQ5A“, *Datenblatt, Juni 2013*. URL: www.ti.com
- [Tex16] Texas Instruments Inc.: „TMS320F2807x Piccolo™ Microcontrollers“, *Datenblatt, Mai 2016*. URL: www.ti.com
- [Tex17] Texas Instruments Inc.: „GaN-Halfbridge Power Stage LMG5200“, *Datenblatt, März 2017*. URL: www.ti.com
- [VDA14] Verband der Automobilindustrie: „Fakten und Argumente zum Kraftstoffverbrauch“, *Publikation, August 2014*. URL: www.vda.de
- [Dec12] D. Decker: „Lichtsysteme für die Elektromobilität“, *VDI-Tagung „Optische Technologien in der Fahrzeugtechnik“, April 2012*. Druckveröffentlichung in *VDI-Berichte 2154, ISBN: 978-3-18-092154-9*.
- [Vis13] Vishay Intertechnology Inc.: „TrenchFET® Power MOSFET SQJ402EP“, *Datenblatt, 24.06.2013*. URL: www.vishay.com
- [Vis14] Vishay Intertechnology Inc.: „TrenchFET® Power MOSFET SQJ488EP“, *Datenblatt, 10.11.2014*. URL: www.vishay.com
- [Vis14a] Vishay Intertechnology Inc.: „High Voltage Surface Mount Schottky Rectifier - SS2H9“, *Datenblatt, 23.12.2014*. URL: www.vishay.com
- [Wan16] K. Wang, L. Wang, X. Yang, X. Zeng, W. Chen, H. Li: „A Multi-Loop Method for Minimization of Parasitic Inductance in GaN-Based High-Frequency DC-DC Converter“, *IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 32, Issue 6, Juni 2017*. URL: ieeexplore.ieee.org

-
- [Wan17] X. Wan, O.K. Baker, M.W. McCurdy, E.X. Zhang, M. Zafrani, S.P. Wainwright, J. Xu, H.L. Bo, R.A. Reed, D.M. Fleetwood, T.P. Ma: „Low Energy Proton Irradiation Effects on Commercial Enhancement Mode GaN HEMTs“, *IEEE Transactions on nuclear science*, Vol. 64, No. 1, Januar 2017. URL: ieeexplore.ieee.org
- [Wer14] M. Werkstetter, S. Weber, F. Hirth, C. Amann: „Laser light in the BMW i8 controlling and E/E integration“, *ATZelektronik worldwide*, Volume 9, Issue 4, pp 14-19, August 2014. URL: link.springer.com
- [Wol04] M.J. Wolter: „Einfluss der Schichteigenschaften auf das elektrische und optoelektrische Verhalten von AlGaIn/GaN HEMT Transistoren“, *Dissertation, RWTH Aachen*, 2004. URL: publications.rwth-aachen.de
- [Zib16] A. Zibold, R. Reiner, B. Weiß, M. Kunzer, R. Quay, J. Wagner, P. Waltereit, O. Ambacher: „High Voltage GaN-Based Schottky Diodes in Non-Isolated LED Buck Converters“, *18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, September 2016. URL: ieeexplore.ieee.org

Abbildungsverzeichnis

2.1	Strom über relativer Vorwärtsspannung bei verschiedenen Gehäuse- temperaturen [Phi09]	9
2.2	Relative Helligkeit über Betriebsstrom bei verschiedenen Temperatu- ren [Phi09]	10
2.3	Relative Farbortverschiebung in CIE-Normfarbtafel-Koordinaten über DC-Betriebsstrom [Osr13]	11
2.4	Optische Leistung P_{opt} , Wirkungsgrad η und Sperrschicht-Differenz- temperatur $\Delta\theta_j$ als Funktion der Stromdichte j angewendet auf ultra- violette Laserdioden ($\lambda = 808\text{ nm}$) [Bac07]	13
2.5	Betriebsspannungsbereiche im 12 V- und 48 V-Bordnetz	14
2.6	Prinzipschaltbild des Tiefsetzstellers	19
2.7	Stromverlauf in der Drossel bei maximalem Stromrippel an der Lück- grenze (schwarz); ergänzende Stromverläufe nichtlückend (grün) und lückend (blau)	20
2.8	Prinzipschaltbild des Hochsetzstellers gegen Masse	21
2.9	Prinzipschaltbild des Hochsetzstellers gegen Eingangsspannung	22
2.10	Prinzipschaltbild des Inverswandlers	22
2.11	Vereinfachter Aufbau und Ersatzschaltbild eines <i>Trench</i> -MOSFETs	26
2.12	Aufbau eines Verarmungstyp-GaN-FETs, nach [EPC12]	27
2.13	Vor- und Rückwärtsstrom über der Versorgungsspannung V_{DD} , bei $U_G = V_{DD}/2$, eines EPC1001-Transistors [EPC11]	28
2.14	links: Felder der piezoelektrischen und spontanen Polarisierung; rechts: resultierende Oberflächenladungen und 2DEG (nach [Jar06])	30
2.15	Bänderdiagramm eines GaN-FETs bei leitfähigem (a) und gesperrtem (b) Kanal	31
2.16	Spannungen am rückwärtsleitenden GaN-HEMT	33
2.17	Transistor mit <i>Gate</i> -Treiberschaltung inklusive parasitärer Behaftungen	34
5.1	Prinzipschaltbild des Tiefsetzstellers mit den für die Berechnungen re- levanten Bauteilströmen und -spannungen	49
5.2	Stromverlauf im Schalttransistor eines Tiefsetzstellers	50
5.3	Einschaltvorgang eines FETs	51
5.4	Ausschaltvorgang eines FETs	52
5.5	Stromverlauf in der Freilaufdiode des Tiefsetzstellers	55
5.6	Elektrisches Ersatzschaltbild der Drossel	57

5.7	Amplitudenfaktoren aus der Fourier-Transformation des Dreieckstroms für Tastverhältnisse ν_T von 0,1 bis 0,9	58
5.8	Elektrisches Ersatzschaltbild des Kondensators	60
6.1	C_{min} über Ausgangsspannung U_a	65
6.2	<i>Reverse-Recovery</i> -Strom der <i>Low-side-Body-Diode</i> und Spannungsverläufe über den Transistoren	66
6.3	Verlustleistungen der Bauteilvarianten im Freilaufpfad	68
6.4	Prinzipschaltbild des synchronen Tiefsetzstellers	69
6.5	Gesamtverlustleistungen für verschiedene Ausgangsströme über Ausgangsspannung	70
6.6	Gesamtwirkungsgrade für verschiedene Ausgangsströme über Ausgangsspannung	71
6.7	Paretdiagramm der Bauteilverluste im Lastfall (5)	72
7.1	Bauteilverluste der GaN-Schaltung im Lastfall (5)	74
7.2	Gesamtverlustleistungen GaN-Schaltung für verschiedene Ausgangsströme über Ausgangsspannung	75
7.3	Gesamtwirkungsgrade GaN-Schaltung für verschiedene Ausgangsströme über Ausgangsspannung	75
7.4	Reduzierung der Verlustleistung GaN- gegenüber Si-Schaltung über Ausgangsspannung	76
7.5	Vergleich der Verlustanteile der <i>High-side</i> -Transistoren im Nennarbeitspunkt, Lastfall (5). (D)=Durchlassverluste, (E)=Einschaltverluste, (A)=Ausschaltverluste, (G)=Ansteuerverluste	76
7.6	Erforderliche Induktivität für verschiedene Stromrippel ΔI über der Schaltfrequenz	77
7.7	Erforderliche Ausgangskapazität für verschiedene Stromrippel ΔI über der Schaltfrequenz	77
7.8	Entwicklung der Bauteilverlustleistungen bei gleichbleibender Bauteildimensionierung über Schaltfrequenz normiert auf 0,5 MHz	78
7.9	Entwicklung der Bauteilverlustleistungen bei gleichbleibendem Stromrippel über Schaltfrequenz normiert auf 0,5 MHz	78
7.10	Schaltungswirkungsgrad über Frequenz	79
7.11	Idealisierte Strom- und Spannungsverläufe beim resonanten Umladen des Schaltknotens vor dem Einschalten des <i>High-side</i> -FETs	81
7.12	Strom- und Spannungsverläufe bei ZVS-Bedingungen mit den Einschaltzeiten <i>High-side</i> (Δt_1) und <i>Low-side</i> (Δt_3), sowie den Totzeiten (Δt_2 und Δt_4)	82
7.13	Bauteilverlustleistungen der ZVS-Schaltung im Nennarbeitspunkt	82
7.14	Schnitt durch eine Seite der Wicklungen des polygonisierten Spulenmodells (blau) mit umgebender Luft (türkis) [Bau16]	84

7.15	Simulierte Impedanzkennlinien verschiedener Luftspulen	84
7.16	Ersatzschaltbild Phase Δt_1	85
7.17	Ersatzschaltbild Phasen Δt_2 und Δt_4	85
7.18	Ersatzschaltbild Phase Δt_3	86
7.19	Ersatzschaltbild der Gesamtschaltung für die Simulation	87
7.20	Einschaltverlustenergie des <i>High-side</i> -FETs bei Verfehlung des optimalen ZVS-Arbeitspunktes für verschiedene Kommutierungsströme [Bau16]	88
7.21	Wirkungsgradkennlinien für ZVS-Arbeitspunkte verschiedener Schaltungskonfigurationen über Schaltfrequenz f_S	91
7.22	Bauteilverluste, beispielhaft für den Arbeitspunkt $U_a = 20\text{ V}$, $f_S = 5\text{ MHz}$, $L = 250\text{ nH}$	91
7.23	Wirkungsgradoptimale Arbeitsfrequenzen für verschiedene Induktivitäten L bei $U_a = 30\text{ V}$	92
7.24	Wirkungsgradkennlinien für frequenzkonstante Schaltungskonfigurationen über Ausgangsspannung U_a	92
7.25	Spulenstrom i_L (rot) und Schaltknotenspannung V_S (blau) für die frequenzkonstanten Arbeitspunkte bei 4 MHz und 250 nH Induktivität für a) 10 V , b) 20 V und c) 30 V Ausgangsspannung; Abszisse: 50 ns/div	93
7.26	Schaltplan der Prototypen-Leiterplatte	94
7.27	<i>Top-Layer-Layout</i> und Foto der Prototypen-Leiterplatte [Bau14] . . .	94
7.28	Oszilloskopmessung von Spulenstrom i_L (grün, 1 A/div), Schaltknotenspannung u_S (blau, 10 V/div), <i>High-side-Gate</i> -Signal (gelb, 5 V/div) und <i>Low-side-Gate</i> -Signal (pink, 5 V/div) mit 450 nH Induktivität bei 5 MHz und 30 V Ausgangsspannung; Abszisse: 50 ns/div	95
7.29	Oszilloskopmessung von Spulenstrom i_L (grün, 2 A/div) und Schaltknotenspannung u_S (blau, 10 V/div) mit 110 nH Induktivität bei 7 MHz und 20 V Ausgangsspannung; Abszisse: 50 ns/div	96
7.30	Oszilloskopmessung von Spulenstrom i_L (grün, 2 A/div) und Schaltknotenspannung u_S (blau, 10 V/div) mit 250 nH Induktivität bei 4 MHz für 10 V , 20 V und 30 V Ausgangsspannung; Abszisse: 50 ns/div . . .	97
7.31	Spektrale Spannungspegel der Si-Referenzschaltung, $33\text{ }\mu\text{H}$, hart geschaltet bei 500 kHz - blau: Leitungsgebundener Emissionspegel an der Bordnetznachbildung, rot: Schaltknotenspannung	99
7.32	Spektrale Spannungspegel der GaN Schaltung, $33\text{ }\mu\text{H}$, hart geschaltet bei 500 kHz - blau: Leitungsgebundener Emissionspegel an der Bordnetznachbildung, rot: Schaltknotenspannung	99
7.33	Spektrale Spannungspegel der GaN Schaltung, $5,6\text{ }\mu\text{H}$ Kernspule, ZVS bei 500 kHz - blau: Leitungsgebundener Emissionspegel an der Bordnetznachbildung, rot: Schaltknotenspannung	100
7.34	Spektrale Spannungspegel der GaN Schaltung, 550 nH Luftspule, ZVS bei 2 MHz - blau: Leitungsgebundener Emissionspegel an der Bordnetznachbildung, rot: Schaltknotenspannung	100

7.35	Spektrale Spannungspegel der GaN Schaltung, 300 nH Luftspule, ZVS bei 4 MHz - blau: Leitungsgebundener Emissionspegel an der Bordnetznachbildung, rot: Schaltknotenspannung	101
7.36	Spektrale Spannungspegel der GaN Schaltung, 350 nH Luftspule, ZVS bei 6 MHz - blau: Leitungsgebundener Emissionspegel an der Bordnetznachbildung, rot: Schaltknotenspannung	102
7.37	Spektrale Spannungspegel der GaN Schaltung, 100 nH Luftspule, ZVS bei 8 MHz - blau: Leitungsgebundener Emissionspegel an der Bordnetznachbildung, rot: Schaltknotenspannung	102
7.38	Spektrale Spannungspegel der GaN Schaltung, 100 nH Luftspule, ZVS bei 10 MHz - blau: Leitungsgebundener Emissionspegel an der Bordnetznachbildung, rot: Schaltknotenspannung	103
7.39	Messung der leitungsgeführten Störaussendung - 8 MHz Leermessung (Messwert schwarz: <i>Max-Peak</i>)	104
7.40	Messung der leitungsgeführten Störaussendung - 8 MHz GaN ZVS (Messwert schwarz: <i>Max-Peak</i>)	104
7.41	Messung der leitungsgeführten Störaussendung - 10 MHz Leermessung (Messwert schwarz: <i>Max-Peak</i>)	105
7.42	Messung der leitungsgeführten Störaussendung - 10 MHz GaN ZVS (Messwert schwarz: <i>Max-Peak</i>)	105
7.43	Messung der leitungsgeführten Störaussendung - 5 MHz Leermessung (Messwert schwarz: <i>Max-Peak</i>)	106
7.44	Messung der leitungsgeführten Störaussendung - 5 MHz GaN hartgeschaltet (Messwert schwarz: <i>Max-Peak</i>)	106
7.45	Messung der leitungsgeführten Störaussendung - 5 MHz GaN ZVS (Messwert schwarz: <i>Max-Peak</i>)	106
7.46	Messung mit der Monopol-Antenne in der Absorberhalle - Leermessung (Messwert schwarz: <i>Max-Peak</i> , rot: <i>Max-Average</i>)	107
7.47	Messung mit der Monopol-Antenne in der Absorberhalle - 8 MHz ZVS mit Ferritkernspule (Messwert schwarz: <i>Max-Peak</i> , rot: <i>Max-Average</i>)	107
7.48	Messung mit der Monopol-Antenne in der Absorberhalle - 8 MHz ZVS mit Luftspule (Messwert schwarz: <i>Max-Peak</i> , rot: <i>Max-Average</i>)	108
8.1	Vergleich der Wirkungsgrade für die fünf Lastfälle in den verschiedenen Schaltungskonzepten	113

Tabellenverzeichnis

2.1	Leuchtmittel [Osr13b, Osr17, Osr17a, Osr13a, Osr16a, Osr16]	8
2.2	Überlagerte Wechselspannung	15
2.3	Spannungsschwankungen im Normalbetrieb	16
2.4	Transiente Überspannung / Loaddump	16
2.5	Startimpulse	17
2.6	Verpolung	17
2.7	Materialeigenschaften [Mil12], [Kam12]	24
2.8	FOM verschiedener FETs	29
3.1	Leistungsgewichte verschiedener Steuergeräte im Wettbewerbsvergleich	38
4.1	Zusammenfassung der wesentlichen Anforderungen	47
6.1	Wirkungsgrade der Schaltung für die definierten Lastfälle	71
7.1	ZVS-Arbeitspunkte	87

