

**Modellierung und Optimierung leistungselektronischer
Konverter mit Halbleitern großer Bandlücke unter Verwendung
kalorimetrischer Messverfahren**

Von der Fakultät für Elektrotechnik, Informatik und Mathematik
der Universität Paderborn

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation
von

Dipl.-Ing. Sven Bolte

Erster Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker
Zweiter Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Nando Kaminski

Tag der mündlichen Prüfung: 28.06.2019

Paderborn 2019
Diss. EIM-E/347

Vorwort

Diese Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fachgebiet Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik der Universität Paderborn im Rahmen des Querschnittsprojekts „Energieeffizienz in intelligenten technischen Systemen“ (itsowl-EE) des Spitzenclusters „Intelligente Technische Systeme OstWestfalenLippe“ (it's OWL). Der Schwerpunkt des von mir bearbeiteten Teilprojekts „Effiziente elektrische Konverter“ lag in der Untersuchung der Potentiale der neuartigen Leistungshalbleiter mit großer Bandlücke hinsichtlich der Steigerung von Wirkungsgrad und Leistungsdichte elektronischer Stromversorgungen.

Mein besonderer Dank gilt Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker und Dr.-Ing. Norbert Fröhleke für ihre wertvollen Anregungen und die langjährige fachliche Unterstützung. Ebenfalls möchte ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Nando Kaminski für die Übernahme des Korreferats danken.

Für viele fruchtbare Diskussionen und Lösungsvorschläge danke ich vor allem meinen Kollegen Lukas Keuck, M.Sc. und Carsten Henkenius, M.Sc.; bei Philipp Rehlaender, M.Sc., Benjamin Strothmann, M.Sc. und Dr.-Ing. Johann Austermann bedanke ich mich für das Korrekturlesen des Manuskripts.

Unter den von mir betreuten Studenten möchte ich Jan Baurichter, Rolf Brinkmann und Jehan Khan Afandi danken, die mir durch ihre Masterarbeiten wichtige Impulse für meine eigene Forschungstätigkeit lieferten.

Besonderer Dank gebührt meinen Eltern, die mich über den langen Weg meiner Ausbildung begleitet und unterstützt haben. Der KOSMOS X2000 Experimentierkasten, den sie mir im Jahr 1990 zu Weihnachten schenkten, sollte nicht mein letzter Kontakt mit der Elektrotechnik bleiben.

Schwalenberg, im Juli 2019

Sven Bolte

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	vi
Tabellenverzeichnis	xi
Abkürzungen und Formelzeichen	xii
Kurzfassung	xiv
1. Einleitung und Motivation	1
2. Messung von Verlusten leistungselektronischer Bauelemente	4
2.1 Kalorimetrische Messung von Verlusten	5
2.2 Kalorimetrische Messung mit kompensierender Temperaturregelung	9
3. Messung und Modellierung von Halbleiterverlusten	13
3.1 Eigenschaften von Leistungshalbleitern mit großer Bandlücke	13
3.2 Durchlassverluste in Leistungshalbleiterbauelementen	18
3.3 Verluste in Treiberschaltungen	20
3.4 Messung von Schaltverlusten mit dem Doppelpulsversuch	22
3.5 Strommessverfahren für die Messung des Schalterstromes	28
3.6 Messung und Korrektur des Zeitfehlers bei der Strommessung	31
3.7 Fehlerabschätzung bei der Schaltverlustmessung	34
3.8 Kalorimetrische Schaltverlustmessung	40
4. Messung und Modellierung von Verlusten in magnetischen Bauteilen	47
4.2 Wicklungsverluste	48
4.1.1 Modellierung von Wicklungsverlusten	48
4.1.2 Messung von Wicklungsverlusten	52
4.2 Kernverluste	54
4.2.1 Modellierung von Kernverlusten mit der Steinmetzgleichung	57
4.2.2 Elektrische Messung von Kernverlusten	61
4.2.3 Kalorimetrische Messung von Kernverlusten	65
5. Konverter mit Halbleitern großer Bandlücke	70
5.1 Einstufiger, nichtisolierender DC-DC Wandler	70
5.2 Netzfreundliche Gleichrichter	81
5.2.1 Verlustmodell für netzfreundliche Gleichrichter	81
5.2.2 Netzfreundlicher Gleichrichter mit SiC	88
5.2.3 Netzfreundlicher Gleichrichter mit GaN	95
5.3 Zweistufiger, isolierender DC-DC Wandler	105
6. Zusammenfassung und Ausblick	116
A. Anhang	118
Literaturverzeichnis	130

Abbildungsverzeichnis

Abb. 1:	a) Ersatzschaltbild und b) Zeigerdiagramm für eine verlustbehaftete Drosselspule	4
Abb. 2:	a) Wärmebilanzkalorimeter b) Wärmeflusskalorimeter c) adiabatisches Kalorimeter	5
Abb. 3:	a) Versuchsaufbau zur kalorimetrischen Vermessung der Bauteilverluste b) Verlustleistung P_{th} in Abhängigkeit zur Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta$	6
Abb. 4:	Zeitlicher Verlauf der Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta$ bei konstanter Wärmeleistung $P_{th} = 3,5 \text{ W}$	7
Abb. 5:	a) Struktur der kompensierenden Temperaturregelung b) Schematischer Aufbau von Kalorimeter, Mess- und Regelungseinrichtungen	9
Abb. 6:	Zeitlicher Verlauf von Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta$ und Heizleistung p_h	11
Abb. 7:	Vergleich der physikalischen Eigenschaften von Si-, SiC- und GaN-Halbleitern [Bro15]	14
Abb. 8:	a) SiC-JFET kaskadiert mit einem Si-MOSFET b) Selbstsperrender SiC-MOSFET mit doppelter Trenchstruktur [NNA+11]	15
Abb. 9:	a) Struktur eines selbstsperrenden GaN-HEMT mit p-dotiertem Gate [HKB+10] b) Ausgangskennlinienfeld eines GaN-HEMT für den Inversbetrieb bei unterschiedlichen Gate-Source-Spannungen U_{GS} [GaN14]	17
Abb. 10:	a) Idealisierte Kennlinie und b) Ersatzschaltbild einer pn-Diode im leitenden Zustand	18
Abb. 11:	a) Idealisierte Ausgangskennlinien und b) Ersatzschaltbild eines MOSFET	19
Abb. 12:	Idealisierte Spannungsverläufe am MOSFET beim Einschaltvorgang	20
Abb. 13:	Prinzipschaltbild und qualitative Signalverläufe beim Doppelpulsversuch	22
Abb. 14:	Versuchsstand zur Messung von Schaltverlusten mit dem Doppelpulsversuch	23
Abb. 15:	Schalterspannung $u_s(t)$ und -strom $i_s(t)$, Leistung $p_s(t)$ und Arbeit $e_s(t)$	24
Abb. 16:	Einschaltverluste E_{son} und Ausschaltverluste E_{soff} in Abhängigkeit von Schalterspannung u_s und -strom i_s für den Si-MOSFET IPP65R065C7 bei Temperatur $\vartheta_s = 60 \text{ }^\circ\text{C}$	25
Abb. 17:	Einschaltverluste E_{ons} und Ausschaltverluste E_{offs} in Abhängigkeit von Schalterstrom i_s und -temperatur ϑ_s für den IGBT IKW30N60H3 bei der zu schaltenden Spannung $u_s = 400 \text{ V}$ [Bau13]	25

Abb. 18:	a) Treiberschaltung mit variablen Gatewiderstand R_G b) Schaltverluste für den IGBT IKW50N65H5 bei unterschiedlichen Gatewiderständen	27
Abb. 19:	Treiberschaltung mit asymmetrischen Gatewiderständen für Ein- und Ausschalten	27
Abb. 20:	a) Magnetisches und b) Elektrisches Ersatzschaltbild des Stromwandlertransformators mit Bürdenwiderstand	29
Abb. 21:	a) Ersatzschaltbild und b) qualitative Stromverläufe zur Bestimmung der unteren Grenzfrequenz f_u	29
Abb. 22:	Ersatzschaltbild für die Bestimmung der oberen Grenzfrequenz f_o	30
Abb. 23:	a) Schaltung und b) Versuchsaufbau für die Vermessung der Zeitverschiebung zwischen den Stromsensoren	31
Abb. 24:	a) Skalierung der Signale auf die gleiche Amplitude b) Vermessung des Zeitfehlers von Stromwandlertransformator und Stromzange gegenüber dem Shuntwiderstand	32
Abb. 25:	Signale der Stromsensoren nach Abgleich des Zeitfehlers	33
Abb. 26:	Qualitativer Strom- und Spannungsverlauf beim Ein- und Ausschaltvorgang	34
Abb. 27:	Qualitativer Strom- und Spannungsverlauf beim Einschaltvorgang mit Zeitfehler t_f	35
Abb. 28:	Qualitativer Strom- und Spannungsverlauf beim Ausschaltvorgang mit Zeitfehler t_f	36
Abb. 29:	Relative Abweichung der Schaltarbeiten E_{Son} , E_{Soff} und $E_{S\Sigma}$ in Abhängigkeit zum relativen Zeitfehler t_f , Angaben in %	38
Abb. 30:	Einschaltvorgang bei einem GaN Transistor	40
Abb. 31:	Versuchsaufbau zur Vermessung der Schaltverluste mit dem Kalorimeter	41
Abb. 32:	Schaltung zur Bestimmung der Durchlassverluste	42
Abb. 33:	Schaltverluste des GaN-Transistors mit dem Doppelpulsversuch gemessen	43
Abb. 34:	Eingangsstrom i_{in} und Schalterspannung v_{S1} während der kalorimetrischen Messung	44
Abb. 35:	Vergleich der gemessenen Schaltverluste mit $E_{S\Sigma d}$ (Doppelpuls) und $E_{S\Sigma k}$ (Kalorimeter)	45
Abb. 36:	a) geblechter (laminierter) Kern b) Eisenpulverkern c) Ferritkern	47
Abb. 37:	a) Inhomogene Stromdichte im Leiter aufgrund des Skineffekts b) Vergleich des frequenzabhängigen Widerstandes $R(f)$ bei Drähten mit unterschiedlichem Durchmesser	49
Abb. 38:	a) Übergang von der Folienwicklung zur Litze b) Widerstandsverhältnis F_R in Abhängigkeit zur Frequenz f für verschiedene Drahtkombinationen und Lagenzahlen	50
Abb. 39:	a) Frequenzabhängiger Widerstand $R_{Cu}(f)$ einer Drosselspule b) Spektrum des Spulenstromes mit Mittelwert $\bar{I} = 1 \text{ A}$ und Schwankungsbreite $\Delta I = 2 \text{ A}$ und Tastverhältnis $D = 0,5$	52

Abb. 40:	a) Idealisierte Hystereseschleife eines ferromagnetischen Kerns b) Permeabilität μ in Abhängigkeit von der magnetischen Feldstärke H , Material N27 [Epc13]	54
Abb. 41:	Induzierte Wirbelströme im Kernmaterial	55
Abb. 42:	Weissche Bezirke und Verschiebung der Bloch-Wände	56
Abb. 43:	Stromverlauf an der Drosselpule eines Zweiquadrantenstellers	57
Abb. 44:	Verlustdichte P'_{Fe} in Abhängigkeit von der Frequenz f und dem Scheitelwert der magnetischen Flussdichte \hat{B} bei unterschiedlichen Temperaturen für das Material N87 [Epc13]	59
Abb. 45:	a) Schematischer Versuchsaufbau und b) Ersatzschaltbild für die Messung von Kernverlusten	61
Abb. 46:	Strom i_1 und Spannungen u_1, u_2 während der Kernverlustmessung in den Arbeitspunkten a) $f = 40 \text{ kHz}, \hat{B} = 50 \text{ mT}$ b) $f = 100 \text{ kHz}, \hat{B} = 100 \text{ mT}$	62
Abb. 47:	Verlustdichte P'_{Fe} in Abhängigkeit von der Frequenz f und dem Scheitelwert \hat{B} der magnetischen Flussdichte für den Ferritkern RM14, Material N87 [Bri14]	63
Abb. 48:	Temperaturabhängige Verlustdichte für das Material N97 [Epc13]	67
Abb. 49:	Schematischer Aufbau der Wicklung mit Volldraht, Hochfrequenzlitze und einer Mischung aus beiden Materialien	70
Abb. 50:	Verluste P_L der Drosselpulen bei der Schaltfrequenz $f_S = 200 \text{ kHz}$ für verschiedene Strommittelwerte \bar{i}_L	71
Abb. 51:	a) Vergleich der Oberflächentemperatur der Drosselpulen b) Reihenschaltung, Strommittelwert $\bar{i}_L = 5 \text{ A}$, Stromschwankung $\Delta i_L = 0,75 \text{ A}$ α) Draht β) Litze γ) Kombination	72
Abb. 52:	Zweiquadrantensteller mit Drosselpule L	73
Abb. 53:	Versuchsaufbau einstufiger, nichtisolierender DC-DC Wandler	74
Abb. 54:	Wirkungsgradverläufe des Zweiquadrantenstellers mit drei unterschiedlichen Drosselpulen	74
Abb. 55:	Spulenstrom i_L und Schalterspannung u_{S1} für Ausgangstrom $i_{\text{aus}} =$ a) 1 A b) 5 A	76
Abb. 56:	Aus der Leistungsbilanz bestimmte Gesamtschaltverluste $E_{S\Sigma}$ für verschiedene Spulenströme \bar{i}_L	77
Abb. 57:	a) Idealisierter und b) gemessener Spannungsverlauf am Schalter S_1	78
Abb. 58:	Vergleich der aus der Abschätzung und der Leistungsbilanz bestimmten Schaltverluste	79
Abb. 59:	Passive Gleichrichterschaltung am Stromnetz mit Netzimpedanz	81
Abb. 60:	Eingangsspannung u_{in} und -strom i_{in} sowie die Kondensatorspannung u_C beim passiven Diodengleichrichter	82
Abb. 61:	PFC Gleichrichter mit Diodenbrücke und Hochsetzsteller	83
Abb. 62:	Brückenloser Totem-Pole PFC-Gleichrichter	83
Abb. 63:	a) Eingangsspannung u_N und Tastverhältnis d b) Spulenstrom i_L und Schalterströme i_{S1}, i_{S2} während einer Schaltperiode T_s	84

Abb. 64:	Netzfreundlicher Gleichrichter in Totem-Pole-Struktur im zweifachen Parallelbetrieb.....	88
Abb. 65:	Schaltverluste des SiC-MOSFETs und der Inversdiode für verschiedene Ströme bei der Zwischenkreisspannung $u_{zk} = 400$ V.....	89
Abb. 66:	Verläufe des Spulenstromes i_L und Schwankungsbreite der magnetischen Flussdichte ΔB im Kern während einer Netzhälftenperiode	90
Abb. 67:	Vergleich der Durchlass-, Schalt- und Kernverluste für drei Schaltfrequenzen.....	92
Abb. 68:	Wirkungsgrad η in Abhängigkeit von Luftspaltlänge l_δ und Windungszahl N	93
Abb. 69:	Wirkungsgrad η in Abhängigkeit zur Eingangsleistung P_{in}	94
Abb. 70:	Schaltbild des netzfreundlichen Gleichrichters mit GaN-Transistor.....	95
Abb. 71:	a) Gate-Source-Spannung u_{gs} bei einem Schaltvorgang b) Signalverläufe beim Doppelpulsversuch.....	95
Abb. 72:	Platine für die Messung der Schaltverluste mit dem Doppelpulsversuch	96
Abb. 73:	Ein- E_{Son} und Ausschaltverluste E_{Soff} des Transistors T und Ausschaltverluste E_{Doff} der Diode D.....	96
Abb. 74:	Maximaler Wirkungsgrad η in Abhängigkeit zur Schaltfrequenz f_s mit und ohne Begrenzung der maximalen Flussdichte \hat{B}	97
Abb. 75:	Wirkungsgrad η in Abhängigkeit zur Luftspaltlänge l_δ und Windungszahl N der Drosselspule L bei der Schaltfrequenz $f_s = 70$ kHz	98
Abb. 76:	Verlustverteilung für die Ausgangsleistung $P_{out} = 1$ kW bei der Schaltfrequenz $f_s = 85$ kHz	99
Abb. 77:	Platine für den Doppelpulsversuch mit angeschlossenen Messeinrichtungen	100
Abb. 78:	a) Strom und Spannungsverläufe beim Doppelpulsversuch b) Schaltflanke beim Einschaltvorgang.....	101
Abb. 79:	Einschalt- und Ausschaltverluste in Abhängigkeit zum geschalteten Strom.....	101
Abb. 80:	Eingangsstrom i_{in} und Spulenströme i_{L1}, i_{L2}	102
Abb. 81:	Frequenzabhängiger Widerstand $R_{Cu}(f)$ der Wicklung der Drosselspule.....	102
Abb. 82:	Vergleich der Durchlass- P_D und Schaltverluste P_S des netzfreundlichen Gleichrichters mit unterschiedlichen GaN-Leistungsschaltern bei Betrieb im a) europäischen Netz b) nordamerikanischen Netz.....	103
Abb. 83:	Schaltplan des zweistufigen, isolierenden DC-DC Wandlers.....	105
Abb. 84:	Gemessene Schaltverluste der SiC-MOSFETs S_1, S_2 bei verschiedenen Schalterspannungen und -strömen	106

Abb. 85: a) Versuchsaufbau Hochsetzsteller	b) Wirkungsgrad η in Abhängigkeit der Ausgangsleistung P_{out} , Vergleich zwischen Simulationsergebnis und Messung	107
Abb. 86: a) Verstärkungsfaktor $ M $ eines Serienresonanzkonverters in Abhängigkeit zur normierten Frequenz f_{sr} / f_0 und des Gütefaktors Q	b) Streuinduktivität $L_{1\sigma}$ des Transformatormit Abhängigkeit zur Länge des Abstandshalters l_s	107
Abb. 87: a) Querschnitt und b) Foto des Transformatormit Abstandshalter zwischen Primär- und Sekundärwicklung	109	
Abb. 88: Frequenzabhängiger Widerstand der Primär- R_p und der Sekundärwicklung R_s (R_s über gesamte Wicklung gemessen)	111	
Abb. 89: Vergleich der simulierten und gemessenen Verluste im Transformator bei den Ausgangsleistungen $P_{\text{out}} = 250 \text{ W}$ und $P_{\text{out}} = 500 \text{ W}$	112	
Abb. 90: Verlustverteilung für den kompletten Konverter bei verschiedenen Eingangsspannungen und Ausgangsleistungen	112	
Abb. 91: Wirkungsgrad η in Abhängigkeit zur Ausgangsleistung P_{out} und der Eingangsspannung U_{in}	113	
Abb. 92: Versuchsaufbau Serienresonanzkonverter	114	
Abb. 93: Schematischer Aufbau des Doppelpulsversuches mit der Steuerplatine	119	
Abb. 94: Steuerplatine für den Doppelpulsversuch im Detail	119	
Abb. 95: Schaltplan der Steuerplatine für den Doppelpulsversuch	120	
Abb. 96: a) Skizze und b) Reluktanzmodell eines Doppel-E Ferritkerns mit Luftspalt	121	
Abb. 97: Spannungsverlauf u_{S1} am Schalter S_1 beim a) Einschalten b) Ausschalten für den mittleren Schalterstrom $i_s = 2 \text{ A}$	123	
Abb. 98: Spannungsverlauf u_{S1} am Schalter S_1 beim a) Einschalten b) Ausschalten für den mittleren Schalterstrom $i_s = 3 \text{ A}$	123	
Abb. 99: Spannungsverlauf u_{S1} am Schalter S_1 beim a) Einschalten b) Ausschalten für den mittleren Schalterstrom $i_s = 4 \text{ A}$	123	
Abb. 100: Spannungsverlauf u_{S1} am Schalter S_1 beim a) Einschalten b) Ausschalten für den mittleren Schalterstrom $i_s = 5 \text{ A}$	124	
Abb. 101: Treiberschaltung für den Panasonic GaN-Transistor	125	
Abb. 102: Wicklungsgeometrie des Transformatormit eingebautem Streupfad	127	

Tabellenverzeichnis

Tab. 1:	Vergleich der physikalischen Eigenschaften von Si-, SiC- und GaN-Halbleitern [Bro15]	14
Tab. 2:	Eigenschaften der Stromzange TCP0030A [Tek16]	28
Tab. 3:	Vergleich der Zeitfehler der Stromsensoren	33
Tab. 4:	Maximale Abweichung der Schaltverluste	39
Tab. 5:	Gemessene Verlustanteile und die davon abgeleiteten Schaltverluste	44
Tab. 6:	Vergleich der Eigenschaften von Eisenpulver und Ferriten	47
Tab. 7:	Spezifischer Widerstand ρ_0 und Temperaturkoeffizient ζ einiger Metalle [Koh96]	48
Tab. 8:	Verlustdichte für den Kern R34, Material N87 in drei Arbeitspunkten aus Datenblattangaben	60
Tab. 9:	Verlustdichte für den Kern RM14, Material N87 in drei Arbeitspunkten anhand elektrischer Messung der Verluste	63
Tab. 10:	Auswertung der kalorimetrischen Messung von Kernverlusten	65
Tab. 11:	Verlustdichte für den Kern ETD29, Material N87 in drei Arbeitspunkten anhand kalorimetrischer Messung der Verluste	66
Tab. 12:	Kerntemperatur in Abhängigkeit von Frequenz und Flussdichte bei der Messung im Kalorimeter	67
Tab. 13:	Eigenschaften der Drosselspulen mit verschiedenen Wicklungskonfigurationen	71
Tab. 14:	Schaltzeiten t_{Son} , t_{Soff} , Spannungsdifferenzen Δu_f , Δu_r und die berechneten Schaltverluste $E_{S\Sigma,c}$ in Abhängigkeit zum mittleren Strom \bar{I}_L , als Vergleich die gemittelten Schaltverluste $\bar{E}_{S\Sigma,m}$ aus der Leistungsbilanz	78
Tab. 15:	Verlustbeiträge im netzfreundlichen Gleichrichter	91
Tab. 16:	Eigenschaften der Drosselspule des netzfreundlichen Gleichrichters	96
Tab. 17:	Eigenschaften der ausgewählten GaN Leistungsschalter	100
Tab. 18:	Eigenschaften des Transformators für den Serienresonanzkonverter	110
Tab. 19:	Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta$, daraus abgeleitete gemessene Verlustleistung P_{Cal} und die berechnete Verlustleistung $P_{\text{RFe}} + P_{\text{RCu}}$ am Transformator	111
Tab. 20:	Schnittstellen, Bedien- und Anzeigeelemente an der Steuerplatine	118
Tab. 21:	Auslegung der Treiberschaltung gemäß Herstellerempfehlungen	126

Abkürzungen und Formelzeichen

Abkürzungen

CUT	Core Under Test
DUT	Device Under Test
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
GaN	Galliumnitrid
GTO	Gate Turn-Off Thyristor
HEMT	High Electron Mobility Transistor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
JFET	Junction Field Effect Transistor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PFC	Power Factor Correction
Si	Silizium
SiC	Siliziumkarbid

Formelzeichen

α	Steinmetzparameter für Temperaturabhängigkeit
β	Steinmetzparameter für Flussdichteabhängigkeit
B_{Sat}	Sättigungsflussdichte
c_p	isobare spezifische Wärmekapazität
c_v	isochore spezifische Wärmekapazität
δ	Eindringtiefe des Stromes (Skineffekt)
D	Tastverhältnis eines pulsweitenmodulierten Signals
E_{Doff}	Schaltverluste beim Abschalten einer Diode
E_{Soff}	Schaltverluste beim Abschalten eines Schalters (MOSFET etc.)
E_{Son}	Schaltverluste beim Einschalten eines Schalters (MOSFET etc.)
ζ	Temperaturkoeffizient
f_N	Netzfrequenz
f_o	obere -3 dB Grenzfrequenz
f_s	Schaltfrequenz

f_u	untere -3 dB Grenzfrequenz
η	Wirkungsgrad
i_s	Schalterstrom
J	Stromdichte
k	Steinmetzparameter, Kernkonstante
l_δ	Luftspaltlänge bei einem magnetischen Kern
μ	Permeabilität
μ_r	relative Permeabilität
ϑ	Temperatur
P_{Cu}	Wicklungsverluste einer Drosselpule, eines Transformators
P_{DS}	Durchlassverluste in einem Schalter
P_{DD}	Durchlassverluste in einer Diode
P_{DG}	Durchlassverluste in einem Gleichrichter
P_{Fe}	Kernverluste einer Drosselpule, eines Transformators
P_{Son}	Einschaltverlustleistung eines Schalters
P_{Doff}	Ausschaltverlustleistung einer Diode
P_{Soff}	Ausschaltverlustleistung eines Schalters
P_{th}	Wärmeleistung
Q_w	Wärmemenge
ρ	spezifischer Widerstand
R_0	Gleichstromwiderstand
R_{Cu}	Wicklungswiderstand einer Drosselpule, eines Transformators
R_{DSon}	Kanalwiderstand eines MOSFETs im eingeschalteten Zustand
r_F	differentieller Widerstand einer Diode
R_G	Gatewiderstand
R_{th}	thermischer Widerstand
t_f	Zeitfehler
t_{Son}	Dauer eines Einschaltvorgangs
t_{Soff}	Dauer eines Abschaltvorgangs
U_{GSTh}	Schwellenspannung
u_s	Schalterspannung
U_N	Netzspannung
U_{T0}	Schwellenspannung einer Diode
V_{Fe}	Volumen des Kerns einer Drosselpule, eines Transformators

Kurzfassung

Seit vielen Jahren ist die Steigerung des Wirkungsgrades bei gleichzeitiger Reduzierung der Baugröße die Maxime bei der Entwicklung leistungselektronischer Konverter. Durch die Einführung neuartiger Leistungshalbleiter mit großer Bandlücke ergeben sich neue Möglichkeiten in der Auslegung der Konverter, etwa weil höhere Schaltfrequenzen erzielt werden können oder der Betrieb bei höheren Umgebungstemperaturen ermöglicht wird. Für die rechnergestützte Designoptimierung werden möglichst genaue Verlustmodelle der Bauteile benötigt. Die hohen Schaltgeschwindigkeiten der Leistungshalbleiter stellen die Messtechnik aber vor bisher nicht bekannte Schwierigkeiten. Daher werden in dieser Arbeit verschiedene Methoden für die Messung von Schaltverlusten an Leistungshalbleitern sowie Wicklungs- und Kernverlusten an magnetischen Bauteilen wie Drosselspulen und Transformatoren untersucht. Besondere Aufmerksamkeit gilt dabei den Einflüssen von Zeitverschiebungen zwischen Strom und Spannung bei der Leistungsmessung. Als alternative Messmethode wurde eine kalorimetrische Leistungsmessung untersucht. Diese bietet den Vorteil, die Leistungsmessung völlig unabhängig vom elektrischen System durchzuführen. Nachteilig ist die Trägheit des thermischen Systems, die zu langen Messdauern führt, was jedoch teilweise durch eine Temperaturregelung kompensiert werden konnte. Abschließend wird der Entwurf leistungselektronischer Konverter mit Leistungshalbleitern großer Bandlücke in einigen typischen Applikationen diskutiert.

Abstract

For many years, increasing the efficiency while reducing the size has been the maxim in the development of power electronic converters. The introduction of novel wide-bandgap power semiconductors opens up new possibilities in the design of the converters, for example higher switching frequencies can be achieved or the converter can be operated at higher ambient temperatures. For the computer-aided design optimization as exact as possible loss models of the components are needed. However, the high switching speeds of the power semiconductors generate previously unknown problems for measurements. Therefore, different methods for the measurement of switching losses of power semiconductors as well as winding and core losses of magnetic components such as inductors and transformers are investigated in this thesis. Particular attention is paid to the effects of time shifts between current and voltage during power measurement. As an alternative measurement method, a calorimetric power measurement is investigated. This offers the advantage of being able to carry out the power measurement completely independently of the electrical system. A disadvantage is the “inertia” of the thermal system, which leads to long measurement periods, which, however, is compensated in part by a temperature control. Finally, the design of power electronic converters with wide-bandgap power semiconductors is discussed in several typical applications.

1. Einleitung und Motivation

Mit der Einführung von Leistungshalbleitern auf Basis von Halbleitermaterialien mit großer Bandlücke ist in den letzten Jahren Bewegung in den Bereich der elektronischen Stromversorgungen gekommen. Man verspricht sich eine weitere Steigerung des ohnehin schon hohen Wirkungsgrades bei gleichzeitiger Reduzierung des Bauvolumens im Vergleich zur klassischen Technik auf Siliziumbasis.

Die neuen Leistungshalbleiter mit großer Bandlücke zeichnen sich durch ausgesprochen schnelle Schaltvorgänge aus. Es wurden bereits Schaltflanken mit über 100 kV/μs gemessen [San15]. Dadurch ergeben sich ganz neue Herausforderungen für die Aufbautechnik, die Unterdrückung von Störungen und die Messungen an den Bauteilen. Bedingt durch die hohen Stromänderungen wird das Schaltverhalten bereits durch Induktivitäten in der Schaltmasche im nH-Bereich beeinflusst. Blockkondensatoren werden wirkungslos, wenn ihr komplexer Ersatzreihenwiderstand nicht ausreichend klein ist. Bei potentialtrennenden Treiberspannungsversorgungen führen Koppelkapazitäten im pF-Bereich zu erheblichen Gleichtaktstörungen oder die Isolation wird durch ein hohes du/dt zerstört.

Die Bestimmung von Bauteilverlusten mit Leistungsmessgeräten oder digitalen Speicheroszilloskopen wird zunehmend problematisch. Die Reserven in der Bandbreite der Messeinrichtungen werden geringer, bereits geringe Zeitverschiebungen zwischen Strom- und Spannungsmessung führen zu großen Fehlern in der ermittelten Wirkleistung. Daher stellt sich die Frage, ob etablierte Methoden wie etwa die Messung von Schaltverlusten mit dem Doppelpulsversuch oder die Messung von Kernverlusten über die Integration der durchlaufenden B-H-Schleife weiterhin mit ausreichender Genauigkeit durchführbar sind. Eine alternative Möglichkeit ist die Messung der Verluste über die Abwärme des Prüflings in einem Kalorimeter. Der Charme dieser Lösung besteht in der weitestgehenden Entkopplung zwischen dem zu untersuchenden elektrischen System und dem Messsystem.

Im Rahmen dieser Arbeit wurden Verlustmodelle für Leistungshalbleiter und magnetische Bauelemente entworfen. Um die Verluste in den Bauteilen messen bzw. die Verlustmodelle validieren zu können, wurde ein Versuchsstand zur Messung von Schaltverlusten in Leistungshalbleitern anhand des Doppelpulsversuches und ein

Kalorimeter zur Erfassung von Verlusten beliebiger elektrischer Bauteile entwickelt. Die Fehlerquellen der Messverfahren werden ebenso wie Möglichkeiten zur Kalibrierung der Messeinrichtungen diskutiert. Hierfür ist genaue Kenntnis der Eigenschaften von Messeinrichtungen wie auch den Verlustmechanismen in den Bauteilen von Nöten. Abschließend werden die Verlustmodelle durch eine numerische Simulation und Optimierung einiger ausgewählter Konverter und vergleichenden Messungen verifiziert. Die Arbeit gliedert sich wie folgt: In Kapitel 2 wird das kalorimetrische Verfahren zur Bestimmung von Bauteilverlusten aus der Abwärme vorgestellt. Durch die Einführung einer kompensierenden Temperaturreglung kann die Dauer einer Messung deutlich reduziert werden. Kapitel 3 widmet sich den Eigenschaften von Leistungs- halbleitern aus Silizium, Siliziumkarbid und Galliumnitrid und den in diesen Bauteilen auftretenden Verlusten. Einen besonderen Schwerpunkt bilden dabei die Schaltverluste, die bevorzugt mit dem Doppelpulsversuch bestimmt werden. Die Problematik der korrekten Erfassung von Schalterspannung und -strom wird diskutiert, ebenso wie die kalorimetrische Messung von Schaltverlusten als Alternative zum Doppelpulsversuch. Kapitel 4 beschreibt die Verlustmechanismen in magnetischen Bauteilen wie etwa Transformatoren und Drosselspulen sowie deren Messung und Modellierung. In Kapitel 5 schließlich wird die Simulation und Optimierung einiger Konverter mit Leistungs- halbleitern großer Bandlücke anhand der entwickelten Bauteilverlust- modelle beschrieben. Es handelt sich um einen galvanisch gekoppelten und einen galvanisch getrennten DC-DC-Wandler und um drei verschiedene netzfreundliche Gleichrichter. Die Ergebnisse wurden teilweise durch elektrische und kalorimetrische Messungen validiert. Eine Zusammenfassung und einen Ausblick der in dieser Arbeit behandelten Aspekte gibt Kapitel 6.

2. Messung von Verlusten leistungselektronischer Bauelemente

Um die Verluste an elektrischen Bauteilen modellieren zu können, müssen diese in geeigneter Weise möglichst genau gemessen werden. Dabei liegt zunächst die Messung der elektrischen Klemmengrößen Spannung und Strom zur Bestimmung der Leistung nahe. Neben der korrekten Skalierung ist die zeitrichtige Erfassung der gemessenen Größen von hoher Bedeutung (s. Kap. 3.6 ff.). Als problematisch erweist sich bei induktiven oder kapazitiven Bauelementen die Unterscheidung zwischen dem Blindleistungsanteil und dem Wirkleistungsanteil, welcher die Verluste repräsentiert. Die Skalierung der Messgeräte muss zwangsläufig an die volle Signalamplitude angepasst werden, was zu einer schlechten Auflösung des eigentlichen Nutzsignals führt. Als Folge können die Verluste in magnetischen Bauteilen wie etwa Drosselpulen für netzfreundliche Gleichrichter oder Transformatoren für Resonanzkonverter nur mit eingeschränkter Genauigkeit gemessen werden. Eine verlustbehaftete Drosselpule kann als Reihenschaltung aus einer idealen Induktivität mit dem Induktivitätswert L und einem ohmschen Widerstand R beschrieben werden (s. Abb. 1 a)).

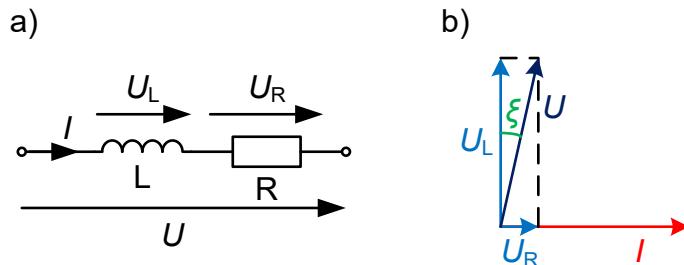


Abb. 1: a) Ersatzschaltbild und b) Zeigerdiagramm für eine verlustbehaftete Drosselpule

Der Verlustwinkel der verlustbehafteten Drosselpule lässt sich aus dem Zeigerdiagramm in Abb. 1 b) konstruieren:

$$\xi = \tan^{-1} \frac{R}{\omega L}. \quad (2.1)$$

So beträgt beispielsweise der Verlustwinkel einer Resonanzdrosselpule mit Induktivitätswert $L = 100 \mu\text{H}$ und Wicklungswiderstand $R = 100 \text{ m}\Omega$ bei der Frequenz $\omega = 2\pi \cdot 100 \text{ kHz}$ nur $\xi = 0,09^\circ$. Häufig ist das Verhältnis $R/\omega L$ noch kleiner, was im

Sinne geringer Verluste zwar zu begrüßen ist, eine exakte Messung der tatsächlich auftretenden Verluste jedoch deutlich erschwert.

2.1 Kalorimetrische Messung von Verlusten

Eine alternative Methode von Bauteilverlusten stellt das kalorimetrische Messverfahren dar: Alle Verlustmechanismen in elektrischen Bauteilen führen zur Umwandlung elektrischer Energie in Wärme. Folglich kann man aus der Wärmemenge Rückschlüsse auf die elektrische Verlustleistung am Bauteil schließen [RPB+04] [GGB+01]. Es kann zwischen drei verschiedenen Kalorimetertypen unterschieden werden (s. Abb. 2) [XCO07].

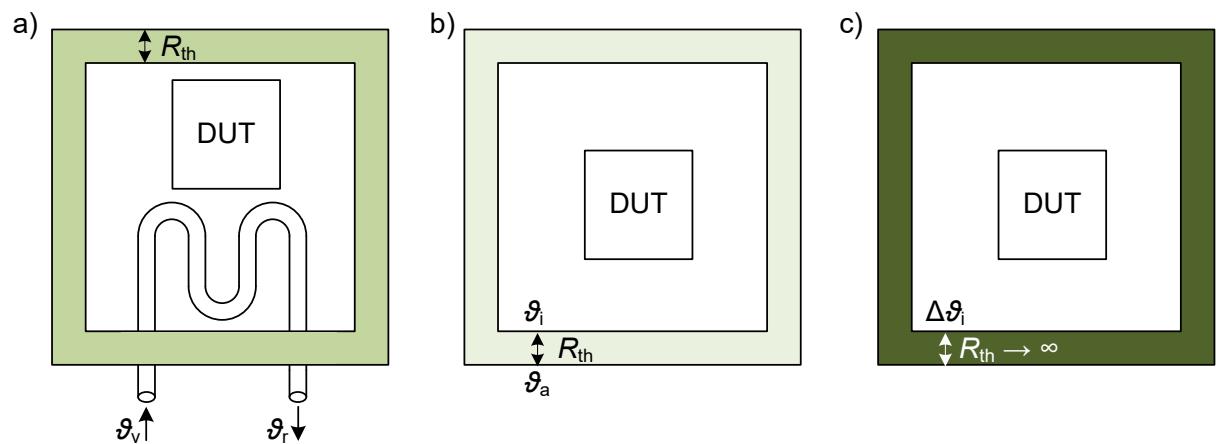


Abb. 2: a) Wärmebilanzkalorimeter b) Wärmeflusskalorimeter c) adiabatisches Kalorimeter

Ein Wärmebilanzkalorimeter besteht aus einem thermisch isolierenden Behältnis mit einem Wärmetauscher. Durch den Wärmetauscher wird ein Kühlmedium geleitet. Aus der Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta$ zwischen Vor- und Rücklauf, der isobaren spezifischen Wärmekapazität c_p und dem Massenfluss des Kühlmediums $\frac{dm}{dt}$ wird die eingesetzte Wärmeleistung bestimmt:

$$P_{th} = c_p \frac{dm}{dt} \Delta\vartheta = c_p \frac{dm}{dt} (\vartheta_v - \vartheta_r). \quad (2.2)$$

Dieser Kalorimetertyp eignet sich auch für große Wärmeleistungen, weil der Prüfling durch das Kühlmedium entwärmst wird.

Bei einem Wärmeflusskalorimeter wird die Temperaturdifferenz an einer Außenwand mit einem bekannten thermischen Widerstand für die Bestimmung der Wärmeleistung ausgewertet:

$$P_{\text{th}} = \frac{\vartheta_i - \vartheta_a}{R_{\text{th}}}. \quad (2.3)$$

Falls der thermische Widerstand der Außenwand so groß ist, dass keinerlei Wärmefluss zustande kommt, wärmt sich das Medium im Kalorimeter entsprechend der eingebrachten Wärmemenge auf. In diesem Fall spricht man von einem adiabatischen Kalorimeter. Die zugeführte Wärmemenge Q_W ergibt sich aus der Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta$ vor und nach Wärmeabgabe des Prüflings und der isochoren spezifischen Wärmekapazität c_V des Mediums:

$$Q_W = c_V \cdot \Delta\vartheta \cdot V. \quad (2.4)$$

Dieser Kalorimetertyp kann eingesetzt werden, wenn nur geringe Wärmemengen bei einem einmaligen Ereignis freigesetzt werden.

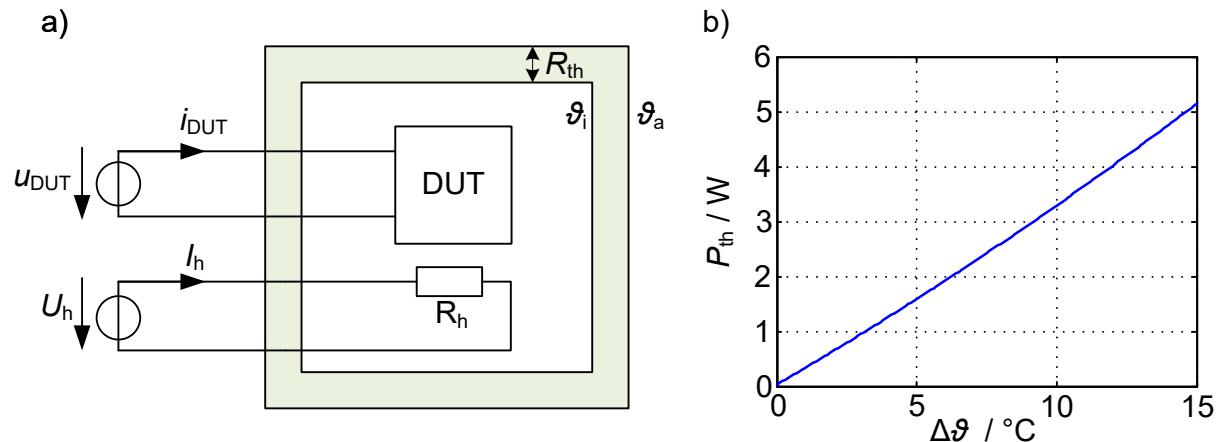


Abb. 3: a) Versuchsaufbau zur kalorimetrischen Vermessung der Bauteilverluste
b) Verlustleistung P_{th} in Abhängigkeit zur Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta$

In dieser Arbeit wurde ein Wärmeflusskalorimeter entwickelt und für Verlustmessungen genutzt. Es besteht aus einer wärmeisolierenden Box aus Polystyrol (s. Abb. 3 a)). Für die Messung der Innentemperatur ϑ_i und der Außentemperatur ϑ_a wurden Temperatursensoren auf der Innen- und Außenseite montiert, etwa auf halber Höhe einer der senkrechten Wände. Der Deckel lässt sich für den Einbau des Prüflings abnehmen. Zwischen Deckel und Box befindet sich eine Nut, die einen Luftaus-

tausch mit der Umgebung verhindert. Zum Zwecke der Kalibrierung befindet sich außerdem ein Heizwiderstand R_h in der Box, womit eine definierte Wärmeleistung abgegeben werden kann. Die Leistung am Heizwiderstand P_h wird aus dem Heizstrom I_h und dem Widerstandswert R_h berechnet:

$$P_h = R_h I_h^2. \quad (2.5)$$

Unberücksichtigt bleibt hierbei die Abwärme der Zuleitungen. Bei dem Heizwiderstand handelt es sich um einen Drahtwiderstand im Aluminiumgehäuse des Herstellers Vishay Dale [Dal17] mit dem Widerstandswert $R_h = 1,5 \Omega \pm 1\%$. Der Temperaturkoeffizient α_T beträgt $50 \text{ ppm} / \text{°C}$, bei einer Differenztemperatur $\Delta\vartheta = 100 \text{ °C}$ ergibt sich für die maximale Abweichung des Widerstandswertes:

$$\pm 1\% \pm \Delta\vartheta \cdot \alpha_T = \pm 1\% \pm 100 \text{ °C} \cdot 50 \cdot 10^{-6} \frac{1}{\text{°C}} = \pm 1,5\%. \quad (2.6)$$

Das verwendete Strommessgerät Fluke 8845A garantiert im 10 A Messbereich eine Abweichung kleiner $\pm 0,15\%$. Insgesamt erreicht die Leistungsmessung also eine Genauigkeit von $\pm 1,8\%$.

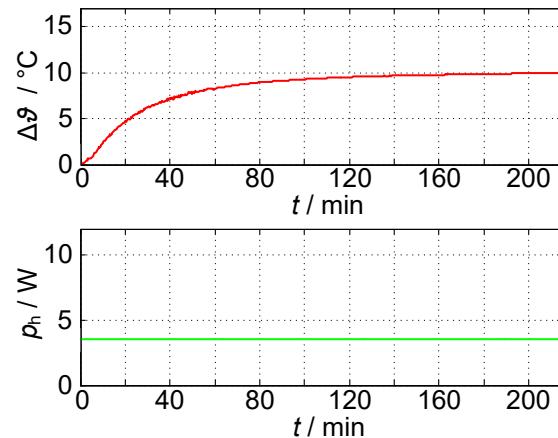


Abb. 4: Zeitlicher Verlauf der Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta$ bei konstanter Wärmeleistung $P_{th} = 3,5 \text{ W}$

Zunächst wurde ein rein passives Messverfahren erprobt: Zu Beginn der Vermessung, nach dem Verschließen der Box, sind Innen- und Außentemperatur gleich, die Temperaturdifferenz ist Null. Nun wird der Prüfling im zu vermessenden Arbeitspunkt betrieben und aufgrund der Abwärme beginnt die Temperaturdifferenz zu steigen. Es

muss natürlich Sorge dafür getragen werden, dass sich der Arbeitspunkt während der Messung über einen längeren Zeitpunkt nicht verschiebt und auch die Außen-temperatur sich nicht ändert. Nach einiger Zeit ist der Ausgleichsvorgang abgeschlossen und die Temperaturdifferenz bleibt konstant. Im Diagramm Abb. 3 b) kann nun die Verlustleistung $P_{th}(\Delta\vartheta)$ abgelesen werden. In Abb. 4 ist der zeitliche Verlauf der Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta$ bei konstanter Wärmeleistung $P_{th} = 3,5 \text{ W}$ aufgetragen, die mit dem ohmschen Heizwiderstand zugeführt wurde.

Aufgrund der hohen thermischen Zeitkonstante τ_{th} des Kalorimeters und des Prüflings dauert es etwa 220 Minuten, bis sich eine konstante Temperaturdifferenz einstellt und das Messergebnis abgelesen werden kann. Eine Messdauer von fast vier Stunden ist im Allgemeinen nicht akzeptabel: Falls ein Prüfling in vielen Arbeitspunkten vermessen werden muss, vergehen für die gesamte Messreihe schnell Tage oder Wochen. Häufig handelt es sich bei den Prüflingen und bei den zum Betrieb notwendigen leitungselektronischen Schaltungen um Laborprototypen, die generell eine hohe Ausfallrate aufweisen und nicht ausreichend für Langzeitbetrieb erprobt sind. Die Glasübergangstemperatur von Polystyrol beträgt etwa 100 °C, weshalb der Deckel der Box bereits bei Wärmeleistungen $P_{th} \geq 20 \text{ W}$ zu schmelzen und in der Folge zu verschmoren beginnt, was im Laufe der Entwicklung des Kalorimeters einige Male vorgekommen ist. Daher muss das Experiment permanent durch Laborpersonal überwacht werden.

2.2 Kalorimetrische Messung mit kompensierender Temperaturregelung

Um den Messvorgang zu beschleunigen, wurde eine kompensierende Temperaturregelung entwickelt [BKA+17]. Der Heizwiderstand, der ursprünglich nur zur Kalibrierung vorgesehen war, wird nun permanent betrieben. Ein Temperaturregler sorgt für eine konstante Temperaturdifferenz. Die Temperaturdifferenz wird zu Beginn der Messung so festgelegt, dass die Heizleistung des Widerstandes höher als die zu erwartenden Verluste des Prüflings ist.

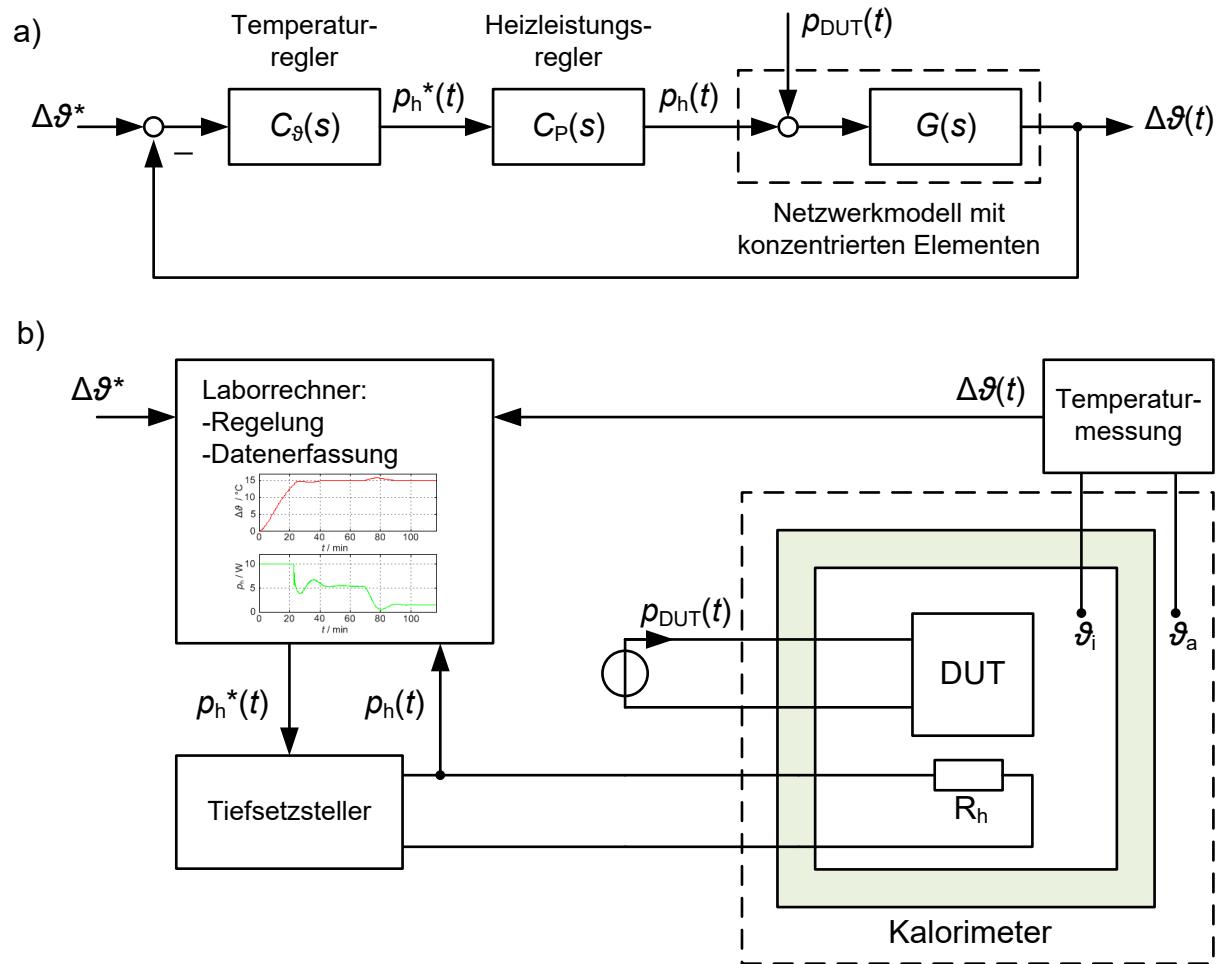


Abb. 5: a) Struktur der kompensierenden Temperaturregelung b) Schematischer Aufbau von Kalorimeter, Mess- und Regelungseinrichtungen

In Abb. 5 a) ist die Struktur der kompensierenden Temperaturregelung dargestellt. Die Dynamik der Leistungsregelung am Heizwiderstand ist um Größenordnungen schneller als die thermische Zeitkonstante des Kalorimeters. Daher kann die Leistungsregelung gegenüber der Temperaturregelung als ideal angesehen werden, wo-

raus $C_p = 1$ folgt. Hieraus kann die Führungsübertragungsfunktion $G_r(s)$ abgeleitet werden:

$$G_r(s) = \frac{C_g(s)G(s)}{1 + C_g(s)G(s)}. \quad (2.7)$$

Die zusätzliche Leistung $p_{DUT}(t)$ des Prüflings kann als Störgröße aufgefasst werden, mit folgender Störübertragungsfunktion:

$$G_d(s) = \frac{G(s)}{1 + C_g(s)G(s)}. \quad (2.8)$$

Für die Temperatur- und Leistungsregelung wird ein Laborrechner verwendet. Der Laborrechner ist mit analogen und digitalen Ein- und Ausgängen ausgestattet, die zur Messung analoger Signale oder zur Ausgabe eines pulsweitenmodulierten Signals geeignet sind. Ein Widerstandsthermometer mit zwei PT100 Temperatursensoren, die in einer Brückenschaltung mit anschließendem Messverstärker verschaltet sind, dient zur Erfassung der Temperaturdifferenz. Das der Temperaturdifferenz proportionale Spannungssignal wird einem analogen Eingang des Laborrechners zugeführt. Der Temperaturregler gibt den Sollwert für die Heizleistung $p_h^*(t)$ an den Heizleistungsregler weiter. Die Einstellung der Heizleistung P_h am Widerstand R_h erfolgt mit einem Tiefsetzsteller, welcher mit Einrichtungen zur Messung der Ausgangsleistung ausgestattet ist, die an den Heizleistungsregler zurückgeführt werden. An den Tiefsetzsteller wird ein pulsweitenmoduliertes Signal abgegeben. Der Laborrechner erfasst während des Experiments permanent die Temperaturdifferenz und die Heizleistung und speichert diese Informationen in äquidistanten Zeitschritten ab. Zu Beginn des Experiments beträgt die Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta = 0$ °C. Mit der auf 10 W begrenzten Heizleistung P_h stellt sich eine konstante Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta = 15$ °C bereits nach etwa 45 Minuten ein.

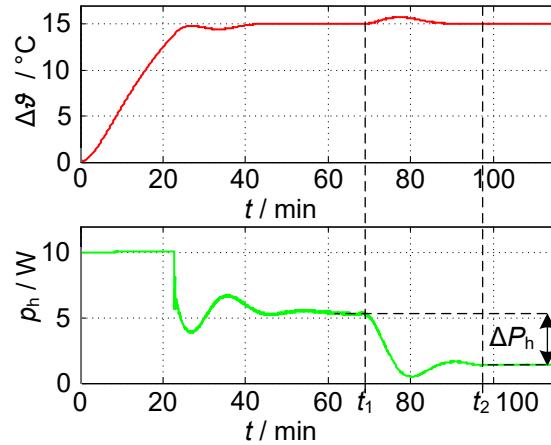


Abb. 6: Zeitlicher Verlauf von Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta$ und Heizleistung p_h

Zum Zeitpunkt t_1 wird ein zweiter ohmscher Widerstand als Prüfling mit wohldefinierter Verlustleistung eingeschaltet. Die Temperaturdifferenz steigt kurzzeitig an, bis die Temperaturregelung nach etwa 30 Minuten zum Zeitpunkt t_2 die Störung durch den Prüfling soweit ausgeregelt hat, dass wieder eine konstante Leistung am Heizwiderstand anliegt. Die gemessene Verlustleistung des Prüflings kann nun aus der Differenz der Heizleistung bestimmt werden:

$$P_{\text{DUT,mess}} = \Delta P_h = p_h(t_1) - p_h(t_2). \quad (2.9)$$

Im gezeigten Beispiel wurde die Verlustleistung am Prüfling anhand einer elektrischen Messung mit Tischmultimetern des Typs Fluke 8845A auf exakt $P_{\text{DUT}} = 4 \text{ W}$ eingestellt. Das kalorimetrische Messsystem bestimmte die Verlustleistung auf $P_{\text{DUT,mess}} = 3,95 \text{ W}$. Die Gesamtdauer der Messung konnte durch die kompensierende Temperaturregelung von 220 Minuten auf 75 Minuten gesenkt werden. Bei der passiven Messmethode würde jede weitere Messung erneut 220 Minuten dauern, während mit der kompensierenden Temperaturregelung nun alle 30 Minuten ein neuer Arbeitspunkt angefahren werden kann. Das entspricht einer Zeitsparnis um Faktor Sieben.

3. Messung und Modellierung von Halbleiterverlusten

3.1 Eigenschaften von Leistungshalbleitern mit großer Bandlücke

Betrachtet man die Entwicklung von Transistoren seit der Erfindung des Bipolartransistors im Jahre 1947, so ist seit Anfang der 1970er Jahre Silizium (Si) das dominierende Material für Halbleiter. Nachdem zunächst Transistoren und Dioden auf Basis von Germanium (Ge) vorherrschend waren, hat sich Silizium aufgrund geringerer Herstellungskosten und höherer Zuverlässigkeit durchgesetzt. In der Folge wurden auch MOSFET und IGBT auf Basis von Silizium als Halbleitermaterial entwickelt. Diese Halbleiterschalter werden seit den 1980er Jahren in verschiedenen Anwendungsbereichen der elektronischen Stromversorgungen und Maschinenumrichter eingesetzt und haben die klassischen bipolaren Halbleiterschalter wie Bipolartransistor, Thyristor und GTO weitestgehend verdrängt. Für spezielle Anwendungen gab es neben Silizium stets weitere Halbleitermaterialien. So werden die Materialien Siliziumkarbid (SiC) und Galliumarsenid (GaAs) beispielsweise für Leuchtdioden eingesetzt, denn mit der Bandlücke von Silizium lassen sich keine Farben mit Wellenlängen im sichtbaren Bereich realisieren. Außerdem finden JFET auf Basis von GaAs Anwendung in linearen Leistungsverstärkern für Frequenzen im Gigahertzbereich, etwa in der Radar- und Funktechnik. Eine weitere Galliumverbindung, die sich für die Herstellung von Transistoren eignet, ist Galliumnitrid. Die physikalischen Eigenschaften von SiC und GaN im Vergleich zu Silizium sind in Abb. 7 und Tab. 1 zusammengefasst [MGP+14]. Aus der größeren Bandlücke E_g und der höheren kritischen Feldstärke E_{krit} ergibt sich die höhere Sperrfähigkeit. Die höhere Schmelztemperatur ϑ_s und die bessere Wärmeleitfähigkeit λ erlauben den Betrieb bei höheren Temperaturen, die größere Elektronenbeweglichkeit μ_n schließlich führt zu schnelleren Schaltvorgängen und verringerten Schalt- und Durchlassverlusten.

In den frühen 2000er Jahren wurde mit Schottkydioden auf SiC-Basis ein neues Bauteil für Schaltnetzteile eingeführt. SiC-Dioden weisen im Gegensatz zu Si-Dioden ein verbessertes Reverse-Recovery-Verhalten auf.

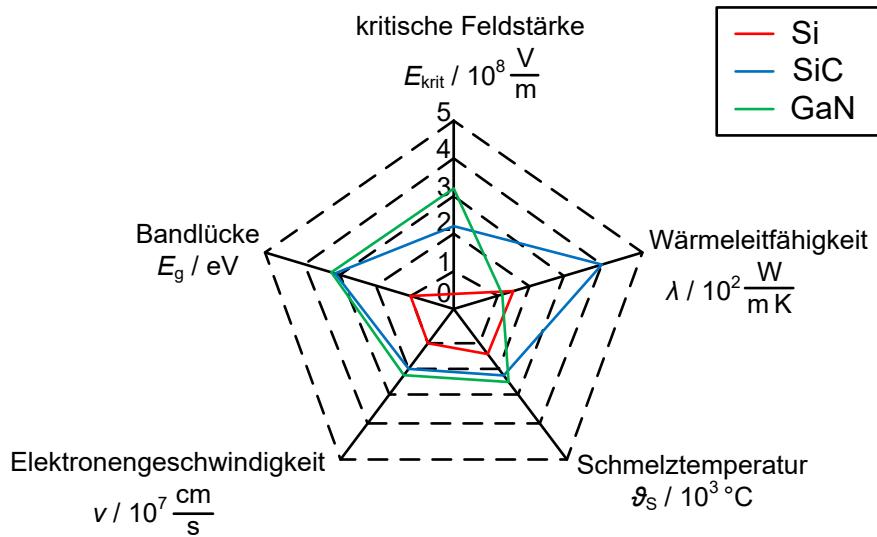


Abb. 7: Vergleich der physikalischen Eigenschaften von Si-, SiC- und GaN-Halbleitern [Bro15]

In der Folge verursachen die SiC-Dioden nur geringe Rückströme beim Abschalten, was sie für den Einsatz in hartschaltenden Konvertern prädestiniert. Daher werden SiC-Dioden zusammen mit Superjunction-MOSFETs beispielsweise in Hochsetzstellern netzfreundlicher Gleichrichter eingesetzt, wodurch der Wirkungsgrad dieser Schaltungen in den 2000er Jahren auf bis zu 98% gesteigert werden konnte [LDZ04]. In Halbbrückentopologien bleibt das Problem der hinsichtlich ihres Recovery-Verhalten mangelhaften Inversdiode von Superjunction-MOSFETs bestehen.

Parameter	Einheit	Si	SiC	GaN
Bandlücke E_g	eV	1,1	2,9	3,4
Kritische elektr. Feldstärke E_{krit}	V/m	$30 \cdot 10^6$	$250 \cdot 10^6$	$330 \cdot 10^6$
Elektronenbeweglichkeit μ_n	m^2/Vs	$130 \cdot 10^{-3}$	$26 \cdot 10^{-3}$	$200 \cdot 10^{-3}$
Elektronengeschwindigkeit ν	cm/s	$1,0 \cdot 10^7$	$2,0 \cdot 10^7$	$2,2 \cdot 10^7$
Permittivität ϵ_r	-	11,4	9,7	9,5
Wärmeleitfähigkeit λ	W/mK	$1,5 \cdot 10^2$	$3,8 \cdot 10^2$	$1,3 \cdot 10^2$
Temperatur Schmelzpunkt θ_s	°C	1400	2300	2500

Tab. 1: Vergleich der physikalischen Eigenschaften von Si-, SiC- und GaN-Halbleitern [Bro15]

Das Umgehen der Inversdiode durch Reihenschaltung einer weiteren Diode und Parallelschaltung einer schnellen PIN- oder SiC-Diode ist aufgrund der erhöhten Durchlassverluste keine Option. Als erste aktive Leistungsschalter auf SiC-Basis wurden

JFET entwickelt. Diese sind jedoch selbstleitend, zum Sperren muss eine negative Spannung U_{GSj} zwischen Gate und Source angelegt werden. Dieses Verhalten ist für leistungselektronische Konverter denkbar ungünstig. Daher kam schnell die Lösung auf, den SiC-JFET mit einem Niedervolt-Si-MOSFET zu kaskodieren (s. Abb. 8 a)). Beim Abschaltvorgang fällt die Spannung erst am Niedervolt-Si-MOSFET ab, bis der SiC-JFET schließlich sperrt und den größeren Teil der Sperrspannung übernimmt.

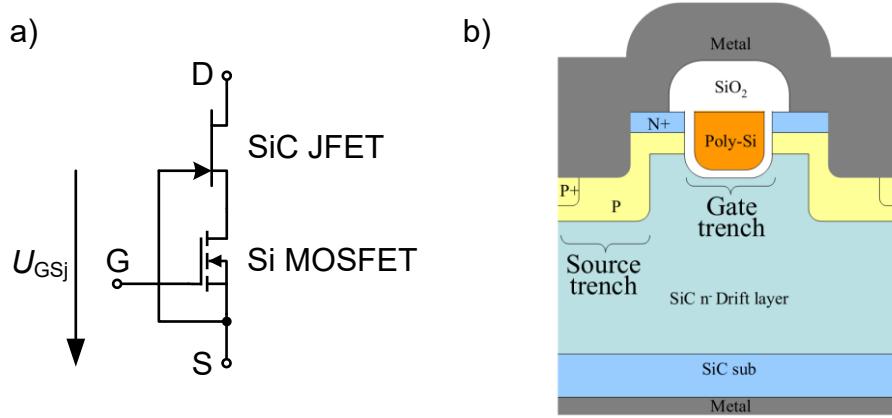


Abb. 8: a) SiC-JFET kaskadiert mit einem Si-MOSFET b) Selbstsperrender SiC-MOSFET mit doppelter Trenchstruktur [NNA+11]

Durch den zusätzlichen Si-MOSFET liegt keine reine SiC-Struktur mehr vor, weshalb die maximale Temperatur eines Si-Halbleiters maßgeblich ist. Weitere Entwicklungen haben zum SiC-MOSFET geführt, der selbstsperrend ist und sich daher abgesehen von einer höheren anzulegenden Gate-Source-Spannung im Leitendzustand hinsichtlich des Treibers kaum von einem Si-MOSFET unterscheidet (s. Abb. 8 b)). Das Recovery-Verhalten der Inversdioden des SiC-MOSFET entspricht dem Verhalten einer PIN-Diode, es gibt somit auch im Halbbrückenbetrieb keinerlei Einschränkungen beim harten Schalten. Während SiC-MOSFET einen Spannungsfestigkeitsbereich von 900 V bis über 1,7 kV abdecken, sind GaN-HEMT im Bereich von 30 V bis 650 V auf dem Markt verfügbar. In elektronischen Stromversorgungen mit 400 V Zwischenkreisspannung werden bisher typischerweise 650 V Si-MOSFET eingesetzt, die einen geringeren Kanalwiderstand als 900 V SiC-MOSFET aufweisen. Daher wurden in diesem Spannungsbereich bisher hauptsächlich die GaN-HEMT als neue Schaltetechnologie genutzt. GaN-HEMT zeichnen sich durch einen sehr kleinen Kanalwiderstand pro Chipfläche aus, zudem haben sie sehr geringe Schaltver-

luste. Der Leitungsmechanismus in GaN-HEMT kommt durch ein zweidimensionales Elektronengas zustande, das sich an der Grenzfläche zwischen zwei unterschiedlich dotierten Schichten ausbildet, die z.B. aus den Materialien GaN und AlGaN bestehen. In der Struktur des GaN-HEMT gibt es keine parasitäre Inversdiode, wie es beim Si- und SiC-MOSFET der Fall ist. Um die Stromleitung in Rückwärtsrichtung auch ohne aktive Ansteuerung des GaN-HEMT zu erreichen, wird die Funktion der Inversdiode durch Aufsteuern des Kanals emuliert. Ähnlich wie SiC-JFET sind auch GaN-HEMT selbstleitende Bauteile, weshalb einige Hersteller ebenfalls hier zu der Lösung der Kaskodierung mit einem Niedervolt-Si-MOSFET greifen. Es besteht jedoch auch die Möglichkeit, den GaN-HEMT durch das Einfügen einer positiv dotierten Schicht am Gate zu einem selbstsperrenden Bauteil zu machen [HKB+10] (s. Abb. 9 a)). Durch diese Maßnahme wird der Potentialtopf des Kanals aus dem Fermiiveau geschoben und zumindest eine geringe Schwellenspannung erzielt. Die Eigenschaften eines selbstsperrenden GaN-HEMT lassen sich anhand des Typs GS66516T des Herstellers GaN Systems beschreiben. Aufgrund der geringen Schwellenspannung $U_{GSth} = 1,3$ V muss sichergestellt werden, dass der Transistor nicht durch in die Gate-Zuleitung eingekoppelte Störungen eingeschaltet wird, was gegebenenfalls zum Brückenkurzschluss und somit zur Zerstörung der Bauteile führen kann.

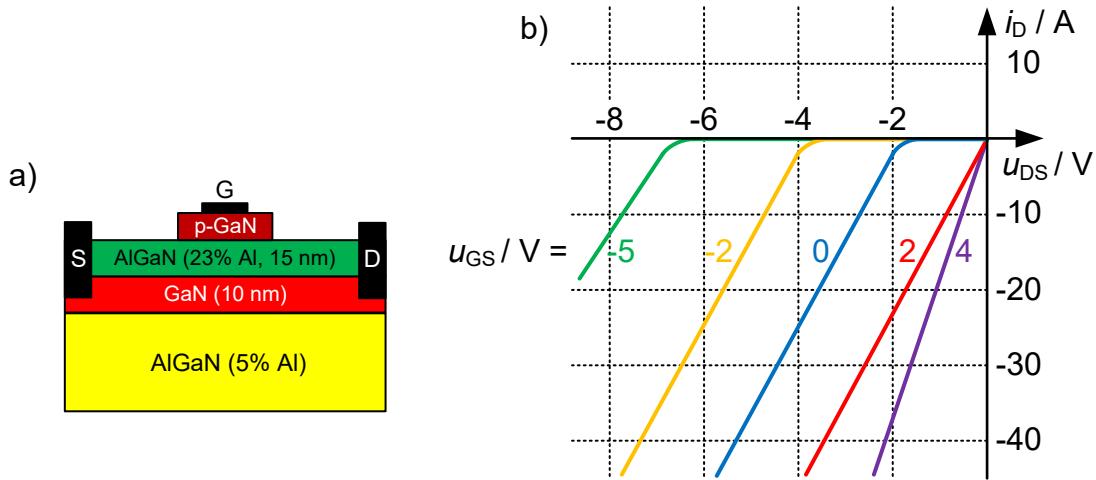


Abb. 9: a) Struktur eines selbstsperrenden GaN-HEMT mit p-dotiertem Gate [HKB+10] b) Ausgangskennlinienfeld eines GaN-HEMT für den Inversbetrieb bei unterschiedlichen Gate-Source-Spannungen U_{GS} [GaN14]

Um den GaN-HEMT sicher im abgeschalteten Zustand zu halten, kann eine negative Gate-Source-Spannung angelegt werden. Die negative Gate-Source-Spannung verschiebt allerdings auch die Schwellenspannung der emulierten Inversdiode (s. Abb. 9 b)), was zu erheblich größeren Durchlassverlusten führt, wenn der Strom während der Wechselsperrzeit über die Inversdiode fließt. Daher ist eine Gate-Source-Spannung $U_{GS} \leq 0$ V im abgeschalteten Zustand nicht zu empfehlen. Der vom Hersteller angegebene Kanalwiderstand $R_{DSon} = 25 \text{ m}\Omega$ wird bei einer Gate-Source-Spannung $U_{GS} = 6,0 \text{ V}$ erreicht. Die maximale Gate-Source-Spannung liegt allerdings bei nur $U_{GS} = 7,0 \text{ V}$ im statischen und bei $U_{GS} = 10,0 \text{ V}$ im dynamischen Fall. Bei größeren Spannungen kann die Isolation zwischen Gate und Source durchbrochen werden. All dies macht vor allem die Auslegung der Treiberschaltung zu einer Herausforderung im Vergleich zu klassischen Si-MOSFET.

3.2 Durchlassverluste in Leistungshalbleiterbauelementen

Wann immer Leistungshalbleiter Strom führen, treten Durchlassverluste auf. Es kann dabei zwischen zwei verschiedenen Verlustmechanismen unterschieden werden: Bei bipolaren Bauteilen wie etwa Siliziumdioden, IGBTs oder BJTs gibt es pn-Übergänge, die sich neben anderen Parametern durch eine Schwellenspannung U_{T0} charakterisieren lassen. Bei unipolaren Bauteilen, wie MOSFETs auf Si, SiC oder GaN Basis, liegt im eingeschalteten Zustand ein Durchlasswiderstand R_{DSon} vor. Im Folgenden wird die Berechnung der Durchlassverluste anhand dieser Bauteilparameter näher beschrieben [Spe10]. In Abb. 10 a) ist die idealisierte Kennlinie einer pn-Diode dargestellt. In Bauteilen mit pn-Übergängen tragen zwei Ladungsträgerarten (Elektronen und Defektelektronen bzw. „Löcher“) zur Stromleitung bei.

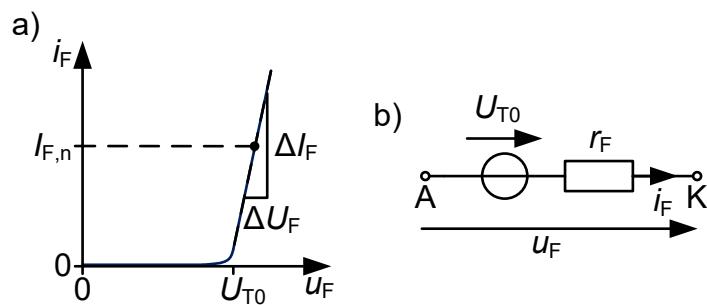


Abb. 10: a) Idealisierte Kennlinie und b) Ersatzschaltbild einer pn-Diode im leitenden Zustand

Die Durchlassspannung u_F einer pn-Diode setzt sich aus der Schwellenspannung U_{T0} und dem Spannungsabfall am differentiellen Widerstand r_F zusammen (siehe Abb. 10 b)):

$$u_F = U_{T0} + r_F \cdot i_F \text{ mit } r_F = \frac{\Delta U_F}{\Delta I_F}. \quad (3.1)$$

Der differentielle Widerstand lässt sich aus der Steigung der Tangente bestimmen, die bei Nennstrom $I_{F,n}$ an die Kennlinie angelegt wird. Wird dieser differentielle Widerstand als konstant angenommen, genügen für die Berechnung der Durchlassverluste der Mittelwert \bar{i}_F und der Effektivwert I_F des Stromes durch die Diode:

$$P_{DD} = U_{T0} \cdot \bar{i}_F + r_F \cdot I_F^2. \quad (3.2)$$

Die Berechnung der Durchlassverluste von IGBTs erfolgt auf gleiche Weise. Neben IGBTs kommen heute bei schaltenden Konvertern mit hohen Schaltfrequenzen vor allem MOSFETs zum Einsatz. Bei MOSFETs wird die elektrische Leitfähigkeit des Substrates durch ein elektrisches Feld mit der Gate-Source-Spannung u_{GS} gesteuert. Im Gegensatz zu IGBTs steht nur eine Ladungsträgerart für die Stromleitung zur Verfügung. Daher entfällt der Ladungsspeicher-Effekt bipolarer Leistungshalbleiter, was zu schnellerem Abschalten führt.

Das idealisierte Ausgangskennlinienfeld eines MOSFETs ist in Abb. 11 a) dargestellt. Um die Durchlassverluste möglichst gering zu halten, ist in schaltenden Konvertern vor allem der Betrieb im ohmschen Bereich bei kleinen Drain-Source-Spannungen u_{DS} relevant.

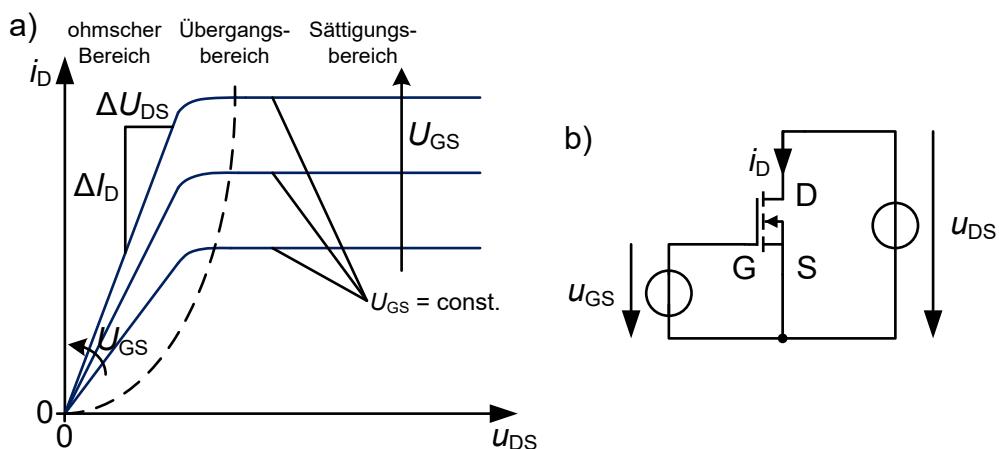


Abb. 11: a) Idealisierte Ausgangskennlinien und b) Ersatzschaltbild eines MOSFET

Der MOSFET wird mit einer hohen Gate-Source-Spannung, die bei Si-MOSFETs im Bereich von $u_{GS} = 12 \dots 15$ V liegt, voll durchgesteuert. Aus der Änderung der Drain-Source-Spannung U_{DS} in Abhängigkeit zur Änderung des Drainstromes i_D folgt dann der Durchlasswiderstand:

$$R_{DSon}(U_{GS}) = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta i_D}. \quad (3.3)$$

Die Durchlassverluste können nun aus dem Effektivwert des Stromes durch den MOSFET berechnet werden:

$$P_{DS} = R_{DSon} \cdot I_D^2. \quad (3.4)$$

Für die Berechnung des Strommittelwertes und -effektivwertes durch die Leistungs-halbleiter wird eine entsprechende Schaltungssimulation oder ein Berechnungsskript benötigt. Die Entwicklung eines Berechnungsskriptes für einen netzfreundlichen Gleichrichter im stromkontinuierlichen Betrieb in Totem-Pole-Struktur ist im Kapitel 5 beschrieben.

3.3 Verluste in Treiberschaltungen

Aufgrund der bei den Umladungsvorgängen am Gate auftretenden Ströme können auch spannungsgesteuerte Leistungshalbleiter nicht leistungslos geschaltet werden. Es treten Treiberverluste auf, die je nach Art des verwendeten Leistungshalbleiters nicht unerheblich sind. Für eine Abschätzung der Treiberverluste werden die Vorgänge am Gate eines MOSFETs beim Einschaltvorgang betrachtet (siehe Abb. 12) [Bal06]. Die Gate-Source-Kapazität C_{GS} und die Gate-Drain-Kapazität C_{GD} sind als parasitäre Elemente des MOSFETs zu verstehen und daher in grau eingezeichnet. Der MOSFET ist über einen ohmschen Lastwiderstand R_L mit einer Gleichspannungsquelle U_{DC} verbunden.

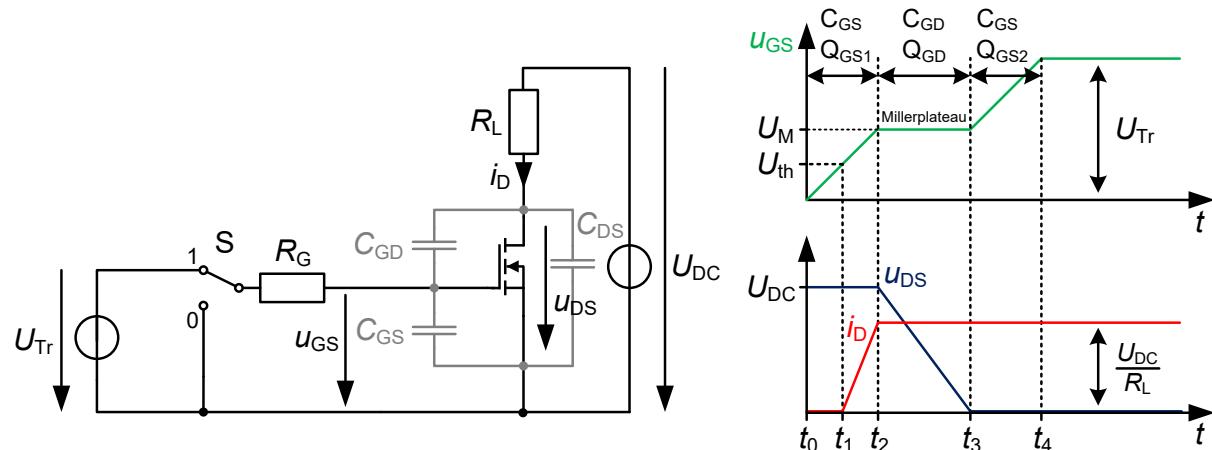


Abb. 12: Idealisierte Spannungsverläufe am MOSFET beim Einschaltvorgang

Zum Zeitpunkt t_0 wird der Schalter S von der Position 0 auf die Position 1 geschaltet. In der Folge wird die Parallelschaltung aus Gate-Source-Kapazität C_{GS} und Gate-Drain-Kapazität C_{GD} über den Gatewiderstand R_G geladen. Der Drainstrom i_D beginnt zu steigen, nachdem zum Zeitpunkt t_1 die Schwellenspannung U_{th} überschritten wird. Sobald die Drain-Source-Spannung u_{DS} anfängt zu sinken, entlädt sich ab dem Zeitpunkt t_2 die Gate-Drain-Kapazität C_{GD} über den Gatewiderstand. Die Gate-Source-Spannung bleibt daher nahezu konstant, bis der Umladevorgang abgeschlossen ist

und die Drain-Source-Spannung am Zeitpunkt t_3 Null erreicht. Die charakteristische Stufe im Verlauf der Gate-Source-Spannung ist als Millerplateau bekannt. Anschließend wird die Gate-Source-Kapazität C_{GS} noch weiter geladen, bis die volle Treiber- spannung U_{Tr} am Gate anliegt. Die in den Gatekapazitäten gespeicherte Energie E_{GS} folgt aus der Integration der Gate-Source-Spannung $u_{GS}(q_G)$ über die Ladung q_G :

$$E_{GS} = \int_0^{Q_{GS}} u_{GS}(q_G) \cdot dq_G. \quad (3.5)$$

Anhand der Spannung U_M während des Millerplateaus lässt sich die in den Gatekapazitäten gespeicherte Energie berechnen:

$$E_{GS} = \left(\frac{1}{2} Q_{GS1} + Q_{GD} + \frac{1}{2} Q_{GS2} \right) U_M + \frac{1}{2} Q_{GS2} U_{Tr}. \quad (3.6)$$

Unter der Annahme, dass die Energie E_{GS} bei jedem Schaltvorgang vom Gatewiderstand R_G dissipiert wird, erhält man die Treiberverluste aus dem Produkt mit der Schaltfrequenz f_S :

$$P_{Tr} = 2E_{GS}f_S. \quad (3.7)$$

Der Verlauf der Gate-Source-Spannung u_{GS} in Abhängigkeit zur Ladung am Gate q_G und der Drain-Source-Spannung u_{DS} ist üblicherweise im Datenblatt enthalten. Folglich können die Treiberverluste ohne weitere Messungen abgeschätzt werden.

3.4 Messung von Schaltverlusten mit dem Doppelpulsversuch

Die in Leistungshalbleitern auftretenden Schaltverluste hängen von vielen Einflüssen ab. Im Wesentlichen betrachtet man den Einfluss von Schalterspannung, also die Spannung, die durch den Schalter im gesperrten Zustand blockiert werden muss, und Schalterstrom, also dem Strom, den der Schalter im leitenden Zustand führen muss. Häufig kann die Schalterspannung als konstant angesehen werden, so dass sich eine reine Abhängigkeit vom Strom ergibt. Die Temperatur des Halbleiters hat nicht nur Einfluss auf die Durchlassverluste, sondern auch auf die Schaltverluste, wenn auch in geringerem Umfang.

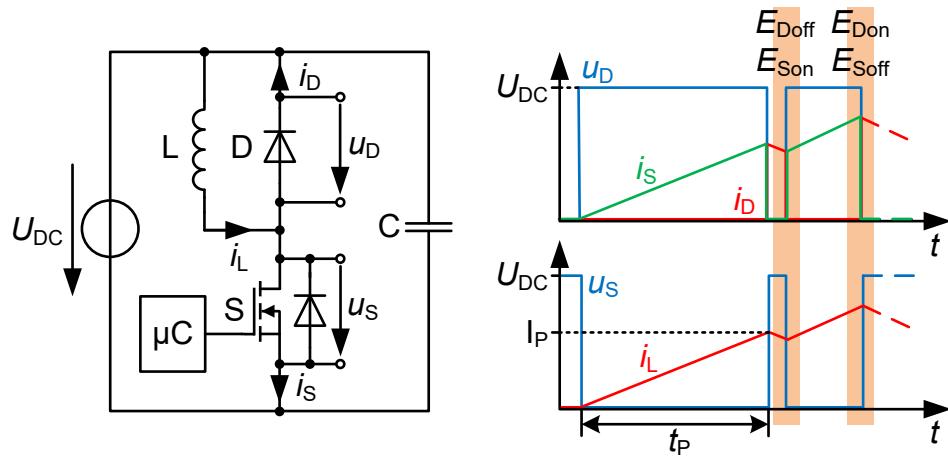


Abb. 13: Prinzipschaltbild und qualitative Signalverläufe beim Doppelpulsversuch

Der Doppelpulsversuch (siehe Abb. 13) stellt die bewährte Methode zur messtechnischen Bestimmung von Schaltverlusten dar [LMT88], [LK02]. Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein entsprechender Versuchstand aufgebaut, siehe Anhang A.1. Der Prüfling, Schalter S, wird für die Untersuchung in eine Schaltzelle eingebaut. Diese besteht aus der Diode D, der Spule L, dem Kondensator C und einer Gleichspannungsquelle mit der Spannung U_{DC} . Mit einem Mikrokontroller μC werden zwei Pulse unterschiedlicher Länge generiert, die über eine geeignete Treiberschaltung auf den Steuereingang des Schalters gegeben werden. Der erste Puls dient zur präzisen Einstellung des Schalterstroms, die eigentliche Messung erfolgt mittels eines zweiten Pulses. Unter der Voraussetzung, dass die Spule L vor Beginn der Messung stromlos ist, ergibt sich der Schalterstrom i_S in Abhängigkeit der Dauer des ersten Pulses t_P zu:

$$i_S(t_P) = \frac{U_{DC}}{L} \cdot t_P . \quad (3.8)$$

Der Kondensator C setzt sich aus einer Parallelschaltung von Folien- und Keramikkondensatoren mit möglichst geringer parasitärer Induktivität zusammen und sorgt dafür, dass die Spannung U_{DC} während des Schaltvorgangs konstant bleibt und es nur zu geringem Überschwingen der Schalterspannung u_S beim Abschaltvorgang kommt. Zur Messung von Schalterspannung u_S und Schalterstrom i_S ist ein digitales Speicheroszilloskop mit dem Schalter verbunden. Hiermit werden die Strom- und Spannungsverläufe während des Schaltvorgangs erfasst und in einem Datenvektor gespeichert. Der Momentanwert für die Schalterverlustleistung ergibt sich aus dem Produkt aus Strom und Spannung:

$$p_S(t) = u_S(t) \cdot i_S(t) . \quad (3.9)$$

Die Verlustarbeit am Schalter errechnet sich aus der Integration über einen Schaltvorgang:

$$e_S(t) = \int_0^t p_S(\tau) \cdot d\tau . \quad (3.10)$$

Während der Schaltvorgänge fallen in kurzer Zeit hohe Verlustbeiträge an (siehe Abb. 15). Diese zeichnen sich deutlich von den durch die Durchlassverluste verursachten Anteilen im Intervall $[t_2, t_3]$ ab.

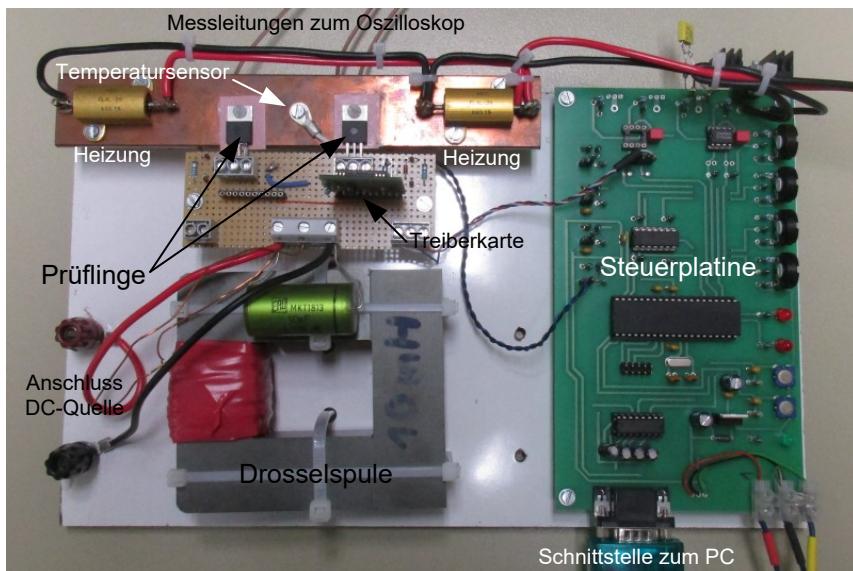


Abb. 14: Versuchsstand zur Messung von Schaltverlusten mit dem Doppelpulsversuch

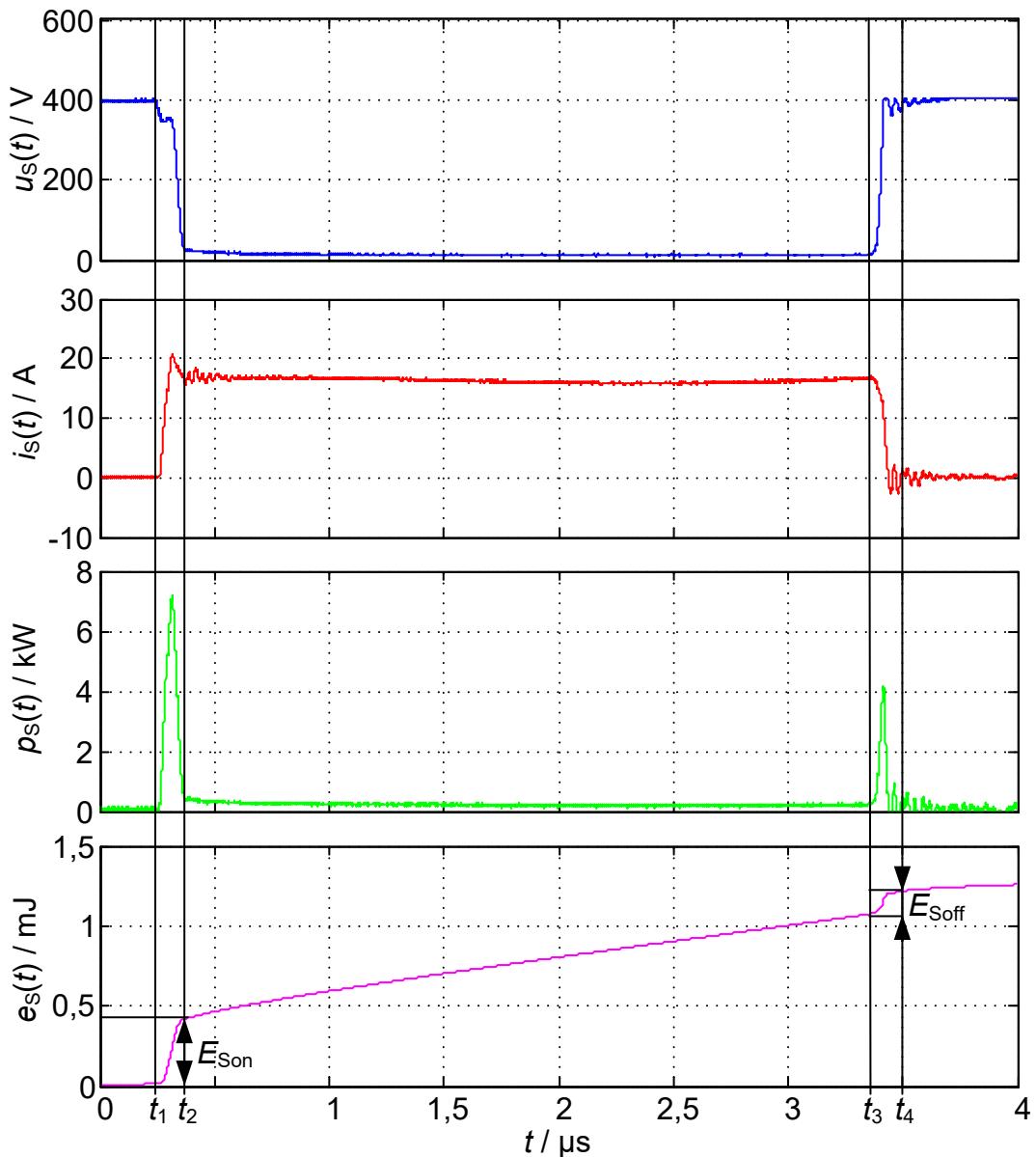


Abb. 15: Schalterspannung $u_s(t)$ und -strom $i_s(t)$, Leistung $p_s(t)$ und Arbeit $e_s(t)$

Aus der Höhe der Stufen können die Verluste für den jeweiligen Schaltvorgang bestimmt werden:

$$E_{\text{Son}} = e_s(t_2) - e_s(t_1), E_{\text{Soff}} = e_s(t_4) - e_s(t_3). \quad (3.11)$$

Um ein Kennfeld der Schaltverluste zu erhalten, muss der Schalter in allen relevanten Arbeitspunkten vermessen werden. Abb. 16 zeigt die Schaltverluste für einen SiC-MOSFET bei verschiedenen Schalterspannungen und -strömen.

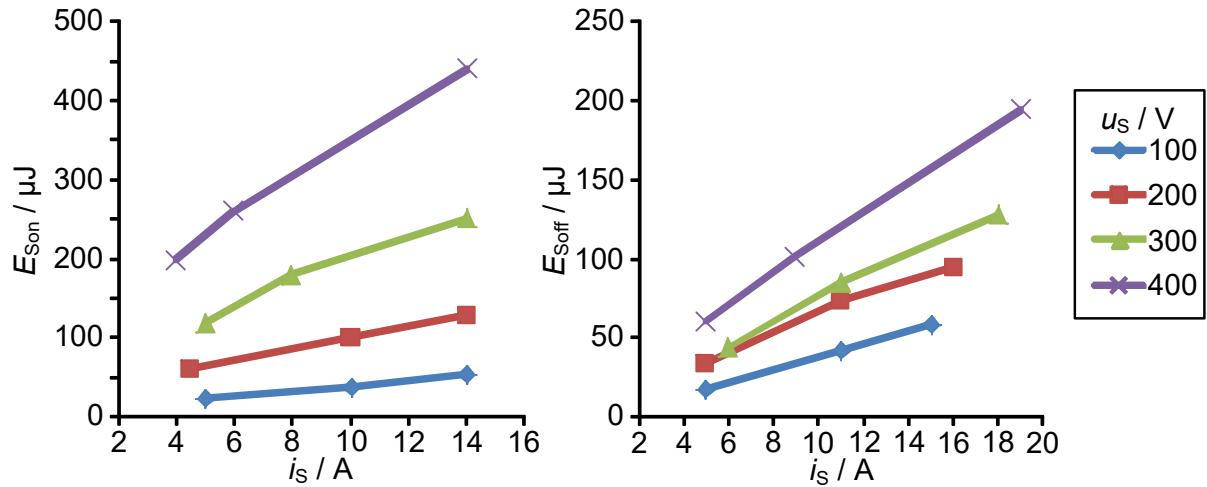


Abb. 16: Einschaltverluste E_{Son} und Ausschaltverluste E_{Soff} in Abhängigkeit von Schalterspannung u_S und -strom i_S für den Si-MOSFET IPP65R065C7 bei Temperatur $\vartheta_S = 60$ °C

In vielen Anwendungen ist zusätzlich die Temperaturabhängigkeit der Schaltverluste relevant. Da der Messvorgang selbst kaum zu einer Erwärmung der Schalter führt, muss durch einen Heizwiderstand Wärme zugeführt werden. Der Heizwiderstand wird gemeinsam mit den Schaltern auf eine Kupferschiene montiert (s. Abb. 14). Die Kupferschiene dient zur Kopplung von Wärmequelle und Prüfling und sorgt mit ihrer Wärmekapazität C_{th} für die nötige thermische Trägheit.

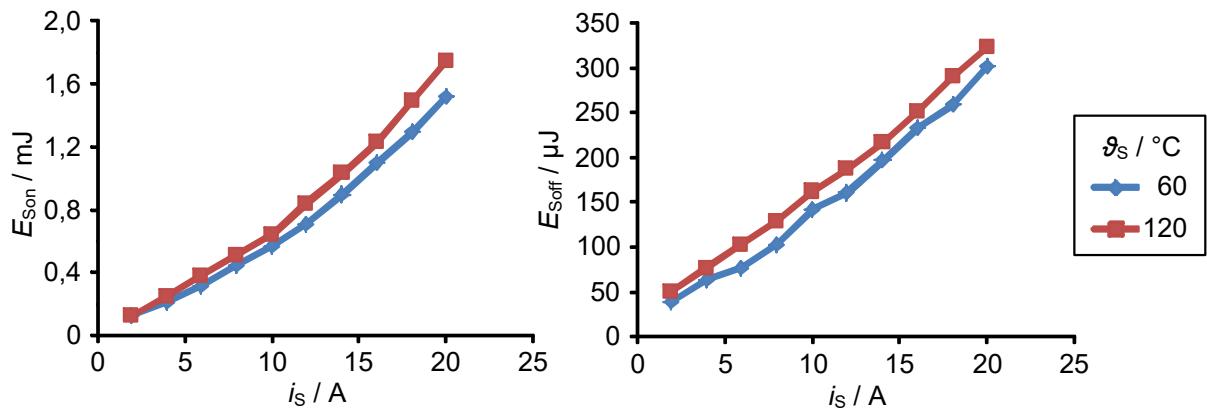


Abb. 17: Einschaltverluste E_{onS} und Ausschaltverluste E_{offS} in Abhängigkeit von Schalterstrom i_S und -temperatur ϑ_S für den IGBT IKW30N60H3 bei der zu schaltenden Spannung $u_S = 400$ V [Bau13]

Mithilfe eines Sensors wird die Temperatur ϑ_S in unmittelbarer Nähe der Schalter erfasst und einer Temperaturregelung zugeführt. Die Erzeugung der Schaltsignale und die Temperaturregelung erfolgt mit einem Mikrocontroller.

Durch die Auslegung der Treiberschaltung lassen sich die Schaltverluste maßgeblich beeinflussen. Je nach Art des Schalters kommen unterschiedliche Treiber, uni- oder bipolare Treiberspannungen und Gatewiderstände in Betracht. Grundsätzlich steigt die Schaltgeschwindigkeit mit kleineren Werten für den Gatewiderstand an. Durch die kürzere Überlappungszeit von Strom und Spannung während des Schaltvorgangs nehmen somit auch die Schaltverluste ab. Gleichzeitig steigt aber auch die Stromänderung am Schalter $\frac{di_S}{dt}$ an, was durch parasitäre Induktivitäten in der Schaltmasche zu Überspannung beim Abschalten führt. In [CPI85] wird ein theoretischer Ansatz für die Optimierung des Schaltverhaltens unter Berücksichtigung parasitärer Elemente in der Schaltmasche beschrieben. In der Praxis stehen viele der benötigten Werte jedoch nicht zur Verfügung und müssten erst aufwendig ausgemessen werden. Daher ist es zielführender, eine Reihe von Werten R_G für den Gatewiderstand iterativ zu bestimmen, um den Wert zu finden, an dem die geringsten Schaltverluste in Summe $E_{S\Sigma\min}$ auftreten. Die Variation des Widerstandswertes könnte mit einem Potentiometer realisiert werden. Ein solches Potentiometer bringt allerdings zusätzliche Streuinduktivität in die Masche zwischen Treiber und Gate. Außerdem ist ein Potentiometer nicht reproduzierbar auf bestimmte feste Werte einzustellen, wenn der Wert nicht jedes Mal ausgemessen wird. Eben das ist aber wünschenswert, um verschiedene Schalter vergleichen zu können. Daher wurde hier eine andere Lösung gewählt: Insgesamt acht Widerstände mit je $22\ \Omega$ können einzeln über Schalter parallel geschaltet werden (s. Abb. 18 a)). Aus der Parallelschaltung folgen die Widerstandswerte $R_G = \{22; 11; 7,3; 5,5; 4,4; 3,7; 3,1; 2,8\}\ \Omega$.

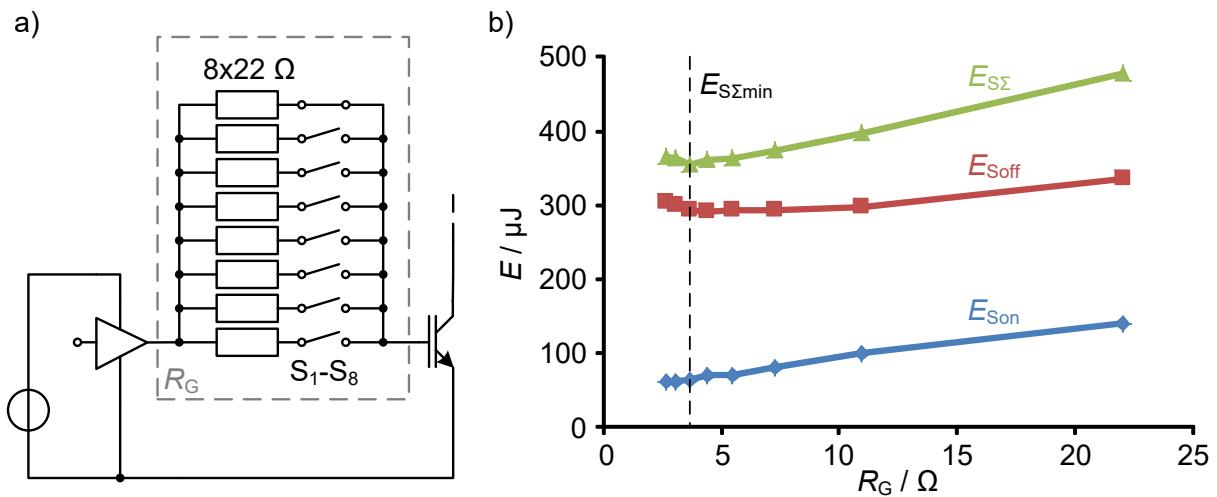


Abb. 18: a) Treiberschaltung mit variablen Gatewiderstand R_G b) Schaltverluste für den IGBT IKW50N65H5 bei unterschiedlichen Gatewiderständen

In Abb. 18 b) sind die Schaltverluste für den IGBT IKW50N65H5 bei unterschiedlichen Gatewiderständen aufgetragen. Die Schalterspannung u_S beträgt 400 V, der geschaltete Strom $i_S = 18$ A. Die Summe der Schaltverluste $E_{S\Sigma} = E_{Son} + E_{Soff}$ hat bei $R_G = 3,1 \Omega$ ein Minimum. Für kleinere Werte R_G steigen die Ausschaltverluste wieder an. Hier wirkt sich die bereits genannte Überspannung beim Abschalten aus.

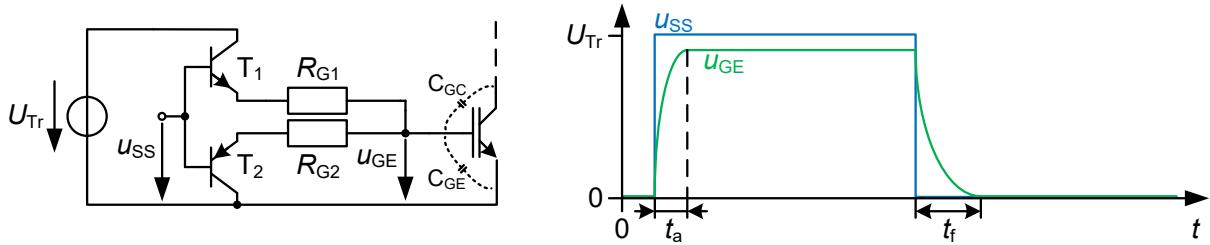


Abb. 19: Treiberschaltung mit asymmetrischen Gatewiderständen für Ein- und Ausschalten

Das Schaltverhalten kann weiter verbessert werden, indem unterschiedliche Gatewiderstände beim Ein- und Abschalten verwendet werden. Eine mögliche Lösung hierfür zeigt Abb. 19. Beim Einschaltvorgang ist der Transistor T_1 aktiv, die Gatekapazitäten C_{GE} , C_{GD} werden über R_{G1} mit der Anstiegszeit t_a aufgeladen. Beim Abschaltvorgang ist der Transistor T_2 aktiv, in Folge dessen werden die Gatekapazitäten durch R_{G2} mit der Abfallzeit t_f entladen. Für den IGBT IKW50N65H5 empfiehlt sich gemäß der Versuchsergebnisse ein Einschalten mit $R_{G1} = 2,8 \Omega$ und ein Ausschalten mit $R_{G2} = 4,4 \Omega$.

3.5 Strommessverfahren für die Messung des Schalterstromes

Beim Doppelpulsversuch treten hohe Stromänderungsraten am Schalter auf. Stromzangen mit Hall-Sensoren weisen im Vergleich zu passiven Tastköpfen eine erhöhte Signallaufzeit auf. Außerdem ist das Übertragungsverhalten bei hohen Frequenzen eingeschränkt, so dass hochdynamische Vorgänge im Stromverlauf nicht erfasst werden. Die Zeitverschiebung zwischen den Signalen und die Abweichungen im Signalverlauf führen zu Ungenauigkeiten bei der Bestimmung der Verluste. Daher wurden für den Doppelpulsversuch die folgenden drei Strommessverfahren betrachtet: Messung per Stromzange, Stromwandlertransformator und Shuntwiderstand.

Bandbreite	Gleichstrom bis 120 MHz
max. Strom	30 A
Genauigkeit	Gleichstrom bis 60 Hz: $\pm 1\%$, 60 Hz bis 5 kHz: $\pm 1,5\%$
max. Ampere-Sekunde-Produkt	500 A· μ s
Signalverzögerung	14,5 ns

Tab. 2: Eigenschaften der Stromzange TCP0030A [Tek16]

Die Messung des Schalterstroms mit einer Stromzange stellt die einfachste Möglichkeit dar. Das verwendete Oszilloskop MSO4104 [Tek09] des Herstellers Tektronix ist mit Stromzangen des Typs TCP0030A ausgestattet. Die wichtigsten Eigenschaften dieser Stromzange sind in Tab. 2 zusammengefasst. Die Stromzange weist laut Datenblatt eine Signalverzögerung von 14,5 ns auf und die Genauigkeit für Frequenzen über 5 kHz ist nicht genauer spezifiziert. Daher wurde als Alternative ein Stromwandlertransformator entwickelt und aufgebaut.

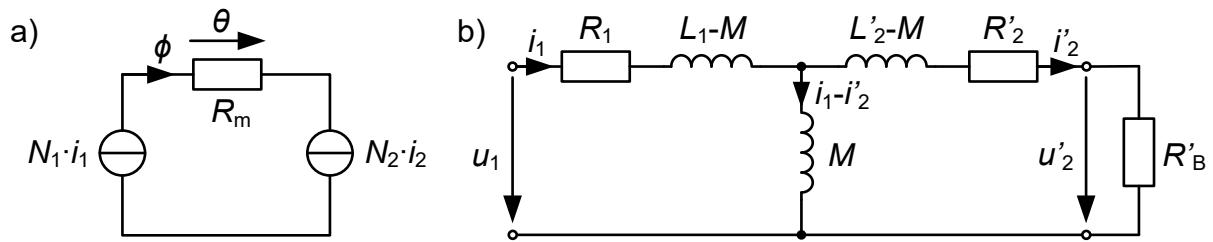


Abb. 20: a) Magnetisches und b) Elektrisches Ersatzschaltbild des Stromwandlertransformators mit Bürdenwiderstand

Der Transformator besteht aus einem toroidförmigen Ferritkern des Materials N30, auf den die Sekundärwicklung aus $N_2 = 50$ Windungen Kupferlackdraht mit 0,22 mm Durchmesser aufgebracht wurde. Die Primärwicklung besteht aus einem einzelnen Draht ($N_1 = 1$) mit 1,5 mm Durchmesser. An die Sekundärwicklung ist ein Bürdenwiderstand $R_B = 500 \text{ m}\Omega$ angeschlossen. Somit ergibt sich das Übertragungsverhältnis zu:

$$\frac{u_2}{i_1} = \frac{N_1}{N_2} \cdot R_B = \frac{1}{50} \cdot 0,5 \Omega = 10 \frac{\text{mV}}{\text{A}}. \quad (3.12)$$

Bei einem Maximalstrom von $i_1 = 10 \text{ A}$ beträgt die sekundärseitige Spannung $u_2 = 100 \text{ mV}$, was für eine rauscharme Erfassung des Signals mit dem Oszilloskop ausreicht.

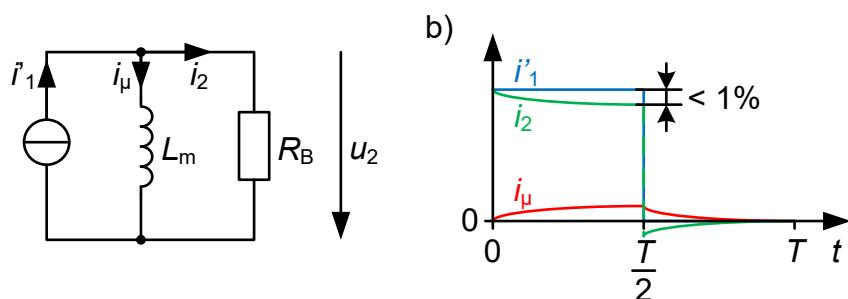


Abb. 21: a) Ersatzschaltbild und b) qualitative Stromverläufe zur Bestimmung der unteren Grenzfrequenz f_u

Um die Abweichung des gemessenen Stromes durch den Magnetisierungsstrom auf maximal 1% zu beschränken, darf eine untere Grenzfrequenz f_u nicht unterschritten werden (s. Abb. 21).

Der Magnetisierungstrom beträgt

$$i_{\mu}(t) = i'_1 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right), \quad (3.13)$$

mit der Zeitkonstante $\tau = \frac{L_m}{R_B}$. Aus der Vorgabe, dass der Magnetisierungsstrom i_{μ} nicht größer als 1% des Stromes i_2 durch den Bürdenwiderstand R_B ist, folgt die Ungleichung:

$$i_{\mu} \leq 0,01 \cdot i'_1 \Leftrightarrow \left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}}\right) \leq 0,01 \Rightarrow T \leq -\tau \cdot \ln(0,99) \approx 0,01 \cdot \frac{L_m}{R_B}. \quad (3.14)$$

Damit stets ausreichend Zeit für die Entmagnetisierung des Kerns zur Verfügung steht, darf die Einschaltzeit nicht größer als 50% sein. Somit errechnet sich die untere Grenzfrequenz f_u für einen rechteckförmigen Strom als:

$$f_u = \frac{1}{2T} \approx \frac{1}{2 \cdot 0,01 \cdot \frac{L_m}{R_B}} = 50 \frac{R_B}{L_m} \quad (3.15)$$

Für den hier betrachteten Stromwandlertransformator beträgt die untere Grenzfrequenz $f_u = 5 \text{ kHz}$, was für die Messung des Schalterstromes beim Doppelpulsversuch keinerlei Einschränkung darstellt. Von größerer Bedeutung ist die obere Grenzfrequenz des Transformators.

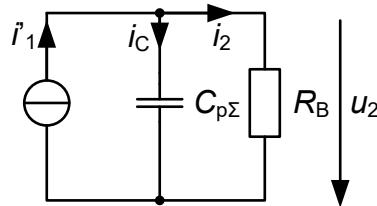


Abb. 22: Ersatzschaltbild für die Bestimmung der oberen Grenzfrequenz f_o

Die Streuresonanz des Transformators führt bei sprungförmigen Änderungen im gemessenen Strom zu störenden, hochfrequenten Schwingungen auf dem Messsignal. Da sich die Oszillationen der parasitären Elemente des Transformators von außen nicht geeignet dämpfen lassen, wurde die obere Grenzfrequenz durch ein zusätzliches Filter herabgesetzt. Der bereits vorhandenen parasitären Parallelkapazität $C_p \approx 420 \text{ pF}$, die sich aus der Kabelkapazität und der Eingangskapazität des Oszilloskops zusammensetzt, ein weiterer Kondensator C_f parallelgeschaltet. Die obere

Grenzfrequenz wird nun durch den aus dem Bürdewiderstand R_B und dem Filterkondensator $C_{p\Sigma} = C_p + C_f$ gebildeten Tiefpass bestimmt:

$$\frac{i_2}{i_C} = \frac{-X_C}{R_B} = 2\pi f_o R_B C_{p\Sigma} \equiv 1 \Leftrightarrow f_o = \frac{1}{2\pi \cdot R_B C_{p\Sigma}}. \quad (3.16)$$

Der Verlauf der Übertragungsfunktion oberhalb der Grenzfrequenz ist somit wesentlich glatter und der Einfluss der Streuresonanz ist weitestgehend unterdrückt. Mit $C_f = 470 \text{ pF}$ beträgt $f_o = 320 \text{ MHz}$, was immer noch deutlich über der oberen Grenzfrequenz der Stromzange TCP0030A liegt.

3.6 Messung und Korrektur des Zeitfehlers bei der Strommessung

Um eine Korrektur der Zeitverschiebung zwischen Spannungs- und Strommessung bei der Auswertung durchzuführen, muss diese zunächst für verschiedene Stromsensoren gemessen werden. Zu diesem Zweck wird ein pulsförmiger Strom mit zumindest einer steilen Flanke benötigt. Abb. 23 zeigt die Schaltung, die zur Erzeugung der Strompulse aufgebaut wurde: Eine Konstantstromquelle wird über eine Spule mit einem MOSFET S und einer Reihe von Dioden D₁...D₄ verbunden.

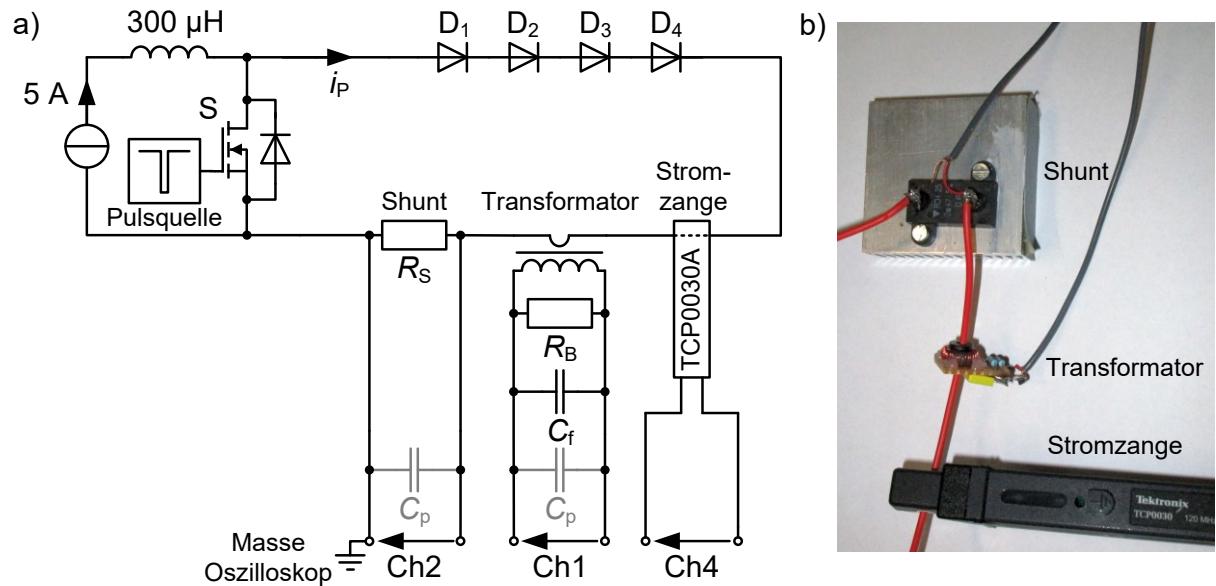


Abb. 23: a) Schaltung und b) Versuchsaufbau für die Vermessung der Zeitverschiebung zwischen den Stromsensoren

Es werden vier Dioden in Reihe geschaltet, damit sie trotz der Restspannung am eingeschalteten MOSFET sicher sperren. Der MOSFET wird mit einem pulsweiten-

modulierten Signal geschaltet, wobei die Abschaltzeit nur etwa 1% der gesamten Periodendauer beträgt. In der Folge fließt nur ein kurzer Strompuls durch die Dioden und die Stromsensoren. Die steigende Flanke des Strompulses erreicht dabei eine Stromänderung von bis zu $60 \text{ A}/\mu\text{s}$. Als Referenz für die Strommessung ist ein induktionsarmer Shuntwiderstand R_S mit der Stromzange und dem Stromwandlertransformator in Reihe geschaltet. Der Shuntwiderstand ist als einziger Stromsensor galvanisch mit dem Stromkreis verbunden. Folglich wird auch die Masseverbindung zwischen der Schaltung und dem Oszilloskop über die Verbindungsleitung zum Shuntwiderstand hergestellt.

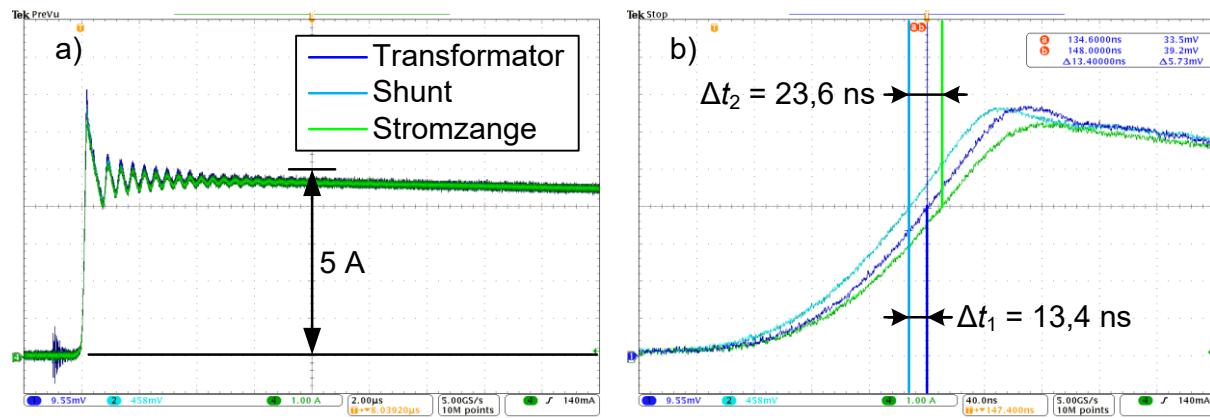


Abb. 24: a) Skalierung der Signale auf die gleiche Amplitude b) Vermessung des Zeitfehlers von Stromwandlertransformator und Stromzange gegenüber dem Shuntwiderstand

Die Stromsensoren haben verschiedene Abbildungsmaßstäbe zwischen dem gemessenen Strom und der am Oszilloskop ausgegebenen Spannung. Für die Stromzange wird vom Oszilloskop automatisch ein Messbereich in Ampere angegeben. Die beiden anderen Sensoren werden für den Vergleich entsprechend skaliert und an die Amplitude der Stromzange angepasst (s. Abb. 24 a)).

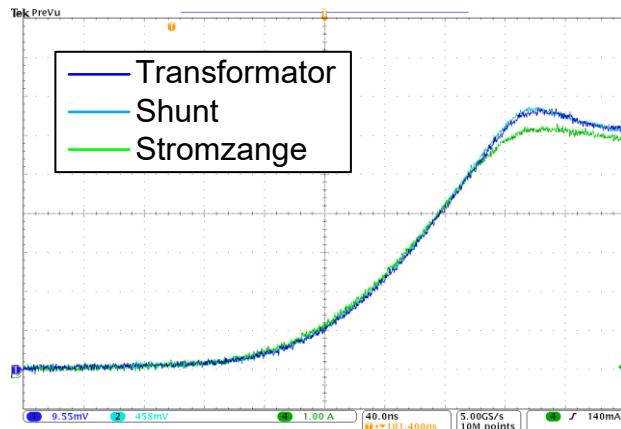


Abb. 25: Signale der Stromsensoren nach Abgleich des Zeitfehlers

Gegenüber dem Shuntwiderstand weisen der Stromwandlertransformator und die Stromzange einen Zeitfehler Δt_1 bzw. Δt_2 auf (siehe Abb. 24 b)). In Tab. 3 sind die gemessenen Zeitfehler der Stromsensoren zusammengefasst.

	Shuntwiderstand	Stromwandlertransformator	Stromzange TCP0030A
$\Delta t / \text{ns}$	0	13,4	23,6

Tab. 3: Vergleich der Zeitfehler der Stromsensoren

Unter der Voraussetzung, dass die Leitungslängen für Spannungs- und Strommessung identisch sind und sich somit auch die Signallaufzeiten nicht unterscheiden, kann nun anhand der Werte eine Korrektur der zeitlichen Verschiebung vorgenommen werden. Abb. 25 zeigt die Signale der Stromsensoren nach Abgleich der Zeitfehler. Der Shuntwiderstand und der Stromwandlertransformator weisen eine höhere Dynamik als die Stromzange auf, daher wird die Überstromspitze, die sich beim Einschalten der Dioden $D_1 \dots D_4$ ergibt, deutlicher erfasst.

3.7 Fehlerabschätzung bei der Schaltverlustmessung

Für eine Abschätzung des Messfehlers sollen zunächst die Schaltverluste für ideale Schaltvorgänge ohne zeitliche Verschiebung zwischen dem Strom- und Spannungssignal (siehe Abb. 26) hergeleitet werden. Zur Vereinfachung wird eine rein ohmsche Last angenommen.



Abb. 26: Qualitativer Strom- und Spannungsverlauf beim Ein- und Ausschaltvorgang

Am Schalter liegt im gesperrten Zustand die Spannung U_0 an und es fließt kein Strom. Im eingeschalteten Zustand fließt der Strom I_0 durch den Schalter und die Spannung ist auf Null zurückgegangen. Weiterhin wird vereinfachend davon ausgegangen, dass ein linearer Verlauf zwischen den Anfangs- und Endwerten vorliegt. Die Verläufe von Schalterspannung u_S und -strom i_S beim Einschaltvorgang in Abhängigkeit von der Dauer des Schaltvorgangs t_{Son} lassen sich durch folgende Funktionen beschreiben:

$$u_S(t) = U_0 \left(1 - \frac{t}{t_{\text{Son}}}\right), i_S(t) = I_0 \frac{t}{t_{\text{Son}}}. \quad (3.17)$$

Die Arbeit beim Einschalten ergibt sich aus der Integration über die Leistung im Intervall $t = [0, t_{\text{Son}}]$:

$$\begin{aligned} E_{\text{Son}} &= \int_0^{t_{\text{Son}}} p(t) \cdot dt = \int_0^{t_{\text{Son}}} u_S(t) i_S(t) \cdot dt = \int_0^{t_{\text{Son}}} U_0 \left(1 - \frac{t}{t_{\text{Son}}}\right) I_0 \frac{t}{t_{\text{Son}}} \cdot dt \\ &= U_0 I_0 \int_0^{t_{\text{Son}}} \left(1 - \frac{t}{t_{\text{Son}}}\right) \frac{t}{t_{\text{Son}}} \cdot dt = U_0 I_0 \int_0^{t_{\text{Son}}} \left(\frac{t}{t_{\text{Son}}} - \frac{t^2}{t_{\text{Son}}^2}\right) \cdot dt = U_0 I_0 \left[\frac{t^2}{2t_{\text{Son}}} - \frac{t^3}{3t_{\text{Son}}^2}\right]_0^{t_{\text{Son}}} \\ &= U_0 I_0 \left[\frac{t_{\text{Son}}^2}{2t_{\text{Son}}} - \frac{t_{\text{Son}}^3}{3t_{\text{Son}}^2}\right] \end{aligned}$$

$$\Leftrightarrow E_{\text{Son}} = \frac{1}{6} U_0 I_0 t_{\text{Son}} . \quad (3.18)$$

Für die Arbeit beim Ausschalten ergibt sich durch analoge Rechnung:

$$E_{\text{Soff}} = \frac{1}{6} U_0 I_0 t_{\text{Soff}} . \quad (3.19)$$

Laut Tab. 3 liegt ein positiver Zeitfehler t_f zwischen den Spannung und Strom vor, das Signal für den Strom kommt also ohne Kompensation des Fehlers zu spät.

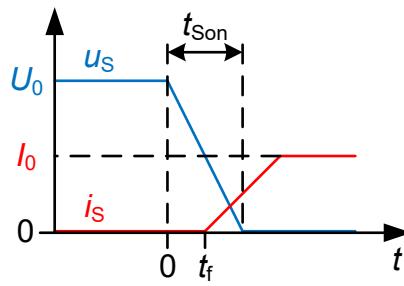


Abb. 27: Qualitativer Strom- und Spannungsverlauf beim Einschaltvorgang mit Zeitfehler t_f

Während die zeitliche Position der Funktion für die Schalterspannung gleich bleibt, wird die Funktion des Schalterstroms i_S um den Zeitfehler t_f erweitert:

$$i_S(t, t_f) = I_0 \frac{t - t_f}{t_{\text{Son}}} . \quad (3.20)$$

Hiermit ergibt sich für die Arbeit beim Einschalten:

$$\begin{aligned} E_{\text{Son,f}}(t_f) &= \int_0^{t_{\text{Son}}} p(t) \cdot dt = \int_0^{t_{\text{Son}}} u_S(t) i_S(t, t_f) \cdot dt = \int_{t_f}^{t_{\text{Son}}} U_0 \left(1 - \frac{t}{t_{\text{Son}}}\right) I_0 \frac{t - t_f}{t_{\text{Son}}} \cdot dt \\ &= U_0 I_0 \int_{t_f}^{t_{\text{Son}}} \left(\frac{t - t_f}{t_{\text{Son}}} - \frac{t^2}{t_{\text{Son}}^2} + \frac{t \cdot t_f}{t_{\text{Son}}^2} \right) \cdot dt = U_0 I_0 \int_{t_f}^{t_{\text{Son}}} \left(\frac{t}{t_{\text{Son}}} - \frac{t_f}{t_{\text{Son}}} - \frac{t^2}{t_{\text{Son}}^2} + \frac{t \cdot t_f}{t_{\text{Son}}^2} \right) \cdot dt \\ &= U_0 I_0 \left[\frac{t^2}{2t_{\text{Son}}} - \frac{t_f}{t_{\text{Son}}} t - \frac{t^3}{3t_{\text{Son}}^2} + \frac{t^2 \cdot t_f}{2t_{\text{Son}}^2} \right]_{t_f}^{t_{\text{Son}}} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= U_0 I_0 \left(\frac{t_{\text{Son}}^2}{2t_{\text{Son}}} - \frac{t_f}{t_{\text{Son}}} t_{\text{Son}} - \frac{t_{\text{Son}}^3}{3t_{\text{Son}}^2} + \frac{t_{\text{Son}}^2 \cdot t_f}{2t_{\text{Son}}^2} - \frac{t_f^2}{2t_{\text{Son}}} + \frac{t_f^2}{t_{\text{Son}}} t_f + \frac{t_f^3}{3t_{\text{Son}}^2} - \frac{t_f^2 \cdot t_f}{2t_{\text{Son}}^2} \right) \\
 &= U_0 I_0 \left(\frac{t_{\text{Son}}}{2} - t_f - \frac{t_{\text{Son}}}{3} + \frac{t_f}{2} - \frac{t_f^2}{2t_{\text{Son}}} + \frac{t_f^2}{t_{\text{Son}}} + \frac{t_f^3}{3t_{\text{Son}}^2} - \frac{t_f^3}{2t_{\text{Son}}^2} \right) \\
 \Leftrightarrow E_{\text{Son,f}}(t_f) &= U_0 I_0 \left(\frac{t_{\text{Son}}}{6} - \frac{t_f}{2} + \frac{t_f^2}{2t_{\text{Son}}} - \frac{t_f^3}{6t_{\text{Son}}^2} \right). \quad (3.21)
 \end{aligned}$$

Mit $t_f = 0$ erhält man dasselbe Ergebnis wie in (3.18). Falls der Zeitfehler $t_f \geq t_{\text{Son}}$ ist, errechnet sich die Arbeit beim Einschalten zu Null, weil durch die zeitliche Verschiebung scheinbar Nullspannungseinschalten erzielt wird. Beim Ausschalten stellt sich ein gegenteiliger Effekt ein: Der Strom fließt scheinbar weiter, obwohl am Schalter bereits die volle Sperrspannung anliegt. Dadurch ergibt sich ein wesentlich größerer Wert für die Arbeit beim Ausschalten.

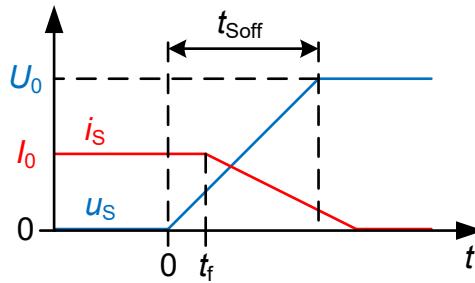


Abb. 28: Qualitativer Strom- und Spannungsverlauf beim Ausschaltvorgang mit Zeitfehler t_f

Für die Berechnung der Arbeit beim Ausschalten wird die untere Integrationsgrenze $t = 0$ an den Beginn des Anstiegs der Schalterspannung $u_s(t)$ gelegt. Bei den Funktionen für Schalterspannung (3.22) und -strom (3.23) müssen nun Fallunterscheidungen getroffen werden.

$$u_s(t) = \begin{cases} U_0 \frac{t}{t_{\text{soff}}}, & t \leq t_f \\ U_0, & \text{sonst.} \end{cases} \quad (3.22)$$

$$i_s(t, t_f) = \begin{cases} I_0, & t \leq t_f \\ I_0 \left(1 - \frac{t - t_f}{t_{\text{soff}}} \right), & \text{sonst.} \end{cases} \quad (3.23)$$

Die Berechnung der Arbeit beim Ausschalten erfolgt erneut durch die Integration der Leistung im Intervall $t = [0, t_{\text{Soff}} + t_f]$:

$$\begin{aligned}
 E_{\text{Soff,f}}(t_f) &= \int_0^{t_{\text{Soff}}+t_f} p(t) \cdot dt = \int_0^{t_{\text{Soff}}+t_f} u_S(t) i_S(t, t_f) \cdot dt \\
 &= \int_0^{t_f} U_0 \frac{t}{t_{\text{Soff}}} I_0 \cdot dt + \int_{t_f}^{t_{\text{Soff}}} U_0 \frac{t}{t_{\text{Soff}}} I_0 \left(1 - \frac{t - t_f}{t_{\text{Soff}}}\right) \cdot dt + \int_{t_{\text{Soff}}}^{t_{\text{Soff}}+t_f} U_0 I_0 \left(1 - \frac{t - t_f}{t_{\text{Soff}}}\right) \cdot dt \\
 &= U_0 I_0 \left(\int_0^{t_f} \frac{t}{t_{\text{Soff}}} \cdot dt + \int_{t_f}^{t_{\text{Soff}}} \frac{t}{t_{\text{Soff}}} \left(1 - \frac{t - t_f}{t_{\text{Soff}}}\right) \cdot dt + \int_{t_{\text{Soff}}}^{t_{\text{Soff}}+t_f} \left(1 - \frac{t - t_f}{t_{\text{Soff}}}\right) \cdot dt \right) \\
 &= U_0 I_0 \left(\left[\frac{t^2}{2t_{\text{Soff}}} \right]_0^{t_f} + \left[\frac{t}{2t_{\text{Soff}}} - \frac{t^3}{3t_{\text{Soff}}^2} + \frac{t^2 t_f}{2t_{\text{Soff}}^2} \right]_{t_f}^{t_{\text{Soff}}} + \left[\left(1 - \frac{t_f}{t_{\text{Soff}}}\right) t - \frac{t^2}{2t_{\text{Soff}}} \right]_{t_{\text{Soff}}}^{t_{\text{Soff}}+t_f} \right) \\
 &= U_0 I_0 \left(\frac{t_f^2}{2t_{\text{Soff}}} + \frac{t_{\text{Soff}}^2}{2t_{\text{Soff}}} - \frac{t_{\text{Soff}}^3}{3t_{\text{Soff}}^2} + \frac{t_{\text{Soff}}^2 t_f}{2t_{\text{Soff}}^2} - \frac{t_f^2}{2t_{\text{Soff}}} + \frac{t_f^3}{3t_{\text{Soff}}^2} - \frac{t_f^2 t_f}{2t_{\text{Soff}}^2} + \left(1 - \frac{t_f}{t_{\text{Soff}}}\right) (t_{\text{Soff}} + t_f) \right. \\
 &\quad \left. - \frac{(t_{\text{Soff}} + t_f)^2}{2t_{\text{Soff}}} - \left(1 - \frac{t_f}{t_{\text{Soff}}}\right) t_{\text{Soff}} + \frac{t_{\text{Soff}}^2}{2t_{\text{Soff}}} \right) \\
 &= U_0 I_0 \left(\frac{t_f^2}{2t_{\text{Soff}}} - \frac{t_f^2}{2t_{\text{Soff}}} - \frac{t_{\text{Soff}}}{3} - \frac{t_f}{2} - \frac{t_f^3}{6t_{\text{Soff}}^2} + t_{\text{Soff}} + t_f + \frac{t_f^2}{t_{\text{Soff}}} - \frac{t_{\text{Soff}}}{2} - \frac{t_f^2}{2t_{\text{Soff}}} \right) \\
 \Leftrightarrow E_{\text{Soff,f}}(t_f) &= U_0 I_0 \left(\frac{t_{\text{Soff}}}{6} + \frac{t_f}{2} + \frac{t_f^2}{2t_{\text{Soff}}} - \frac{t_f^3}{6t_{\text{Soff}}^2} \right). \tag{3.24}
 \end{aligned}$$

Anhand der Funktionen $E_{\text{Son,f}}(t_f)$ und $E_{\text{Soff,f}}(t_f)$ kann nun der relative Fehler, der sich durch den Zeitfehler t_f ergibt, bestimmt werden (s. Abb. 29). Unter der Annahme, dass der Zeitfehler kleiner als die Dauer der Schaltvorgänge ist, ergibt sich eine maximale Abweichung beim Einschalten E_{Son} um 100 %, beim Ausschalten E_{Soff} um 600 % und bei der Summe $E_{\Sigma} = E_{\text{Son}} + E_{\text{Soff}}$ um 300 %, bezogen auf die aufsummierte Schaltzeit $t_S = t_{\text{Son}} + t_{\text{Soff}}$. Durch die mit steigendem Zeitfehler sinkenden Einschaltverluste werden die Ausschaltverluste teilweise ausgeglichen.

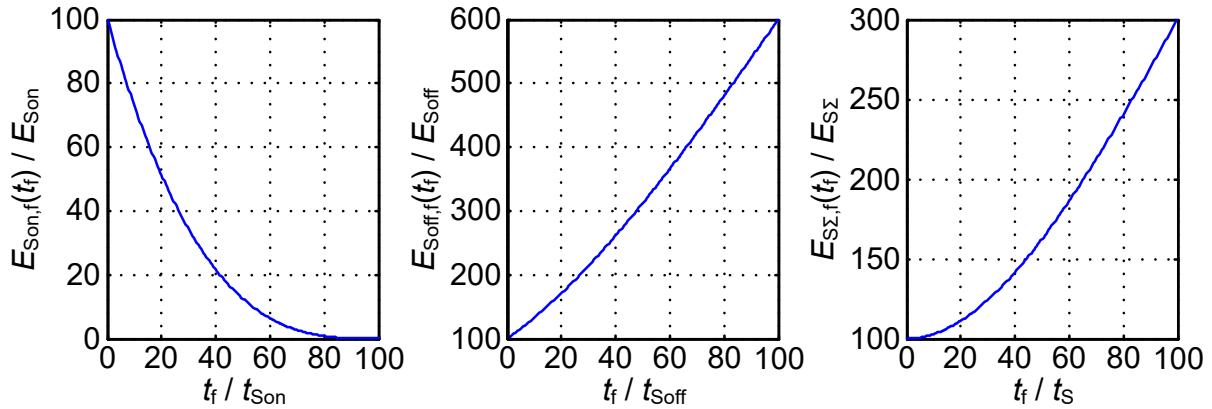


Abb. 29: Relative Abweichung der Schaltarbeiten E_{Son} , E_{Soff} und E_{SS} in Abhängigkeit zum relativen Zeitfehler t_f , Angaben in %

Beim Superjunction-MOSFET liegen die Schaltdauern t_{Son} , t_{Soff} bei etwa 50 ns. Geht man davon aus, dass nach der Korrektur des Zeitfehlers eine maximale Abweichung von $t_f = 2,5$ ns bleibt, entspricht das einem relativen Fehler von:

$$\frac{t_f}{t_{\text{Son}}} = \frac{2,5 \text{ ns}}{50 \text{ ns}} = 5 \text{ \%}. \quad (3.25)$$

Daraus kann die zeitfehlerbedingte relative Abweichung der Schaltverluste abgeschätzt werden:

$$\frac{E_{\text{Son},f}}{E_{\text{Son}}} = 85,7 \text{ \%}, \quad \frac{E_{\text{Soff},f}}{E_{\text{Soff}}} = 115,7 \text{ \%}, \quad \frac{E_{\text{SS},f}}{E_{\text{SS}}} = 100,7 \text{ \%}. \quad (3.26)$$

Neben dem Einfluss des Zeitfehlers muss auch die Genauigkeit der gemessenen Schalterspannung und des Schalterstroms beachtet werden. Der 10:1 Spannungstastkopf vom Typ P6139A [Tek03] wurde mit einem wesentlich genaueren Tischmultimeter des Typs Fluke 8845A [Flu06] an 400 V Gleichspannung kalibriert und der selbstgebaute Stromwandlertransformator wurde anhand des Shuntwiderstandes mit einem rechteckförmigen Strom mit 10 A Spitzenwert abgeglichen. Das verwendete Oszilloskop besitzt einen Analog-Digital-Wandler mit einer Auflösung von 8 Bit entsprechend $2^8 = 256$ Schritten. Somit ergibt sich in dem beim Doppelpulsversuch verwendeten 500 V, 10 A Messbereich für die vertikale Auflösung von Spannung und Strom:

$$u_{s,a} = 500 \text{ V} \cdot \frac{1}{2^8} = 1,95 \text{ V}, \quad i_{s,a} = 10 \text{ A} \cdot \frac{1}{2^8} = 39 \text{ mA}. \quad (3.27)$$

Geht man nach der Kalibrierung der Messmittel von maximal einem Bit Messgenauigkeit aus, erhält man für Spannung und Strom also eine relative Abweichung von:

$$\pm 1 \text{ Bit} = \pm \frac{1}{2^8} = \pm 0,39 \%. \quad (3.28)$$

Die Abweichung des Momentanwertes der Leistung $p(t) = u_s(t) \cdot i_s(t)$ beträgt demnach $\pm 0,8 \%$. In Tab. 4 ist die maximale Abweichung der Schaltverluste unter den getroffenen Annahmen zusammengefasst. Für Superjunction-MOSFETs oder langsamere Bauteile wie z.B. IGBTs liegen die Abweichungen unter 20 %, was im Allgemeinen ausreichen sollte. Bei der Summe der Schaltverluste ergibt sich eine sehr geringe Abweichung von 1,5 %, die jedoch nur zutrifft, wenn mit gleicher Spannung und gleichem Strom ein- und abgeschaltet wird, was normalerweise jedoch nicht der Fall ist.

	Zeitfehler	Leistungsmessung	Insgesamt
E_{Son}	+0 % -14,3 %	$\pm 0,8 \%$	+0,8 % -15,0 %
E_{Soff}	+15,7 % -0 %	$\pm 0,8 \%$	+16,6 % -0,8 %
$E_{\text{S}\Sigma}$	+0,7 % -0 %	$\pm 0,8 \%$	+1,5 % -0,8 %

Tab. 4: Maximale Abweichung der Schaltverluste

Bei Halbleitern mit großer Bandlücke, die erheblich schneller als klassische Bauteile auf Si-Basis schalten, sind die Verhältnisse leider ungünstiger [San15]. GaN Transistoren erreichen Schaltzeiten im Bereich von $t_s = 10 \text{ ns}$ (s. Abb. 30) [CRC+16]. Falls es gelingt, den Zeitfehler auf maximal $t_f = 1 \text{ ns}$ zu begrenzen, beträgt der relative Fehler bezogen auf die Schaltdauer bereits 10 %. Damit steigen die Abweichungen der Schaltverluste bereits auf etwa 30 %, was zwar für eine grundsätzliche Charakterisierung der Bauteile noch ausreicht, für eine exakte Schaltungssimulation und -optimierung jedoch unbefriedigend ist.

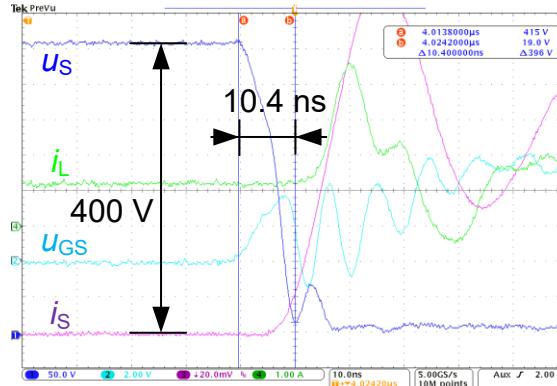


Abb. 30: Einschaltvorgang bei einem GaN Transistor

Eine alternative Lösung stellt die Bestimmung der Schaltverluste durch eine kalorimetrische Messung dar [BWA+17].

3.8 Kalorimetrische Schaltverlustmessung

Bei der kalorimetrischen Messung werden die Verluste des Prüflings anhand seiner Abwärme identifiziert. Im Falle der Messung von Halbleiterverlusten bedeutet das, dass der Leistungsschalter zusammen mit allen zum Betrieb erforderlichen Bauteilen auf einer Platine in das Kalorimeter montiert wird. Zur Erprobung dieser Methode wurde eine Halbbrücke mit GaN-Transistoren des Typs GS66516T des Herstellers GaN Systems auf einer Platine aufgebaut. Die Platine enthält neben den Transistoren eine Treiberschaltung und einen Zwischenkreiskondensator. Die Halbbrücke bildet mit einer Drosselspule einen Hochsetzsteller. Der Eingang des Hochsetzstellers wurde mit einer Gleichspannungsquelle U_{in} , der Ausgang mit einem verstellbaren Lastwiderstand R_L verbunden. Die Drosselspule zur Stromformung wird außerhalb des Kalorimeters platziert, wobei sich die zusätzliche Leitungsinduktivität einfach zur Induktivität der Drosselspule hinzublendet. Die Verlustleistung der Drosselspule wird somit nicht vom Kalorimeter erfasst. Es verbleiben die folgenden Verlustanteile im Kalorimeter: Die Durchlassverluste P_D , die Summe der Schaltverluste $P_{S\Sigma}$ beider Transistoren, die Treiberverluste P_{Tr} und die Kondensatorverluste P_C .

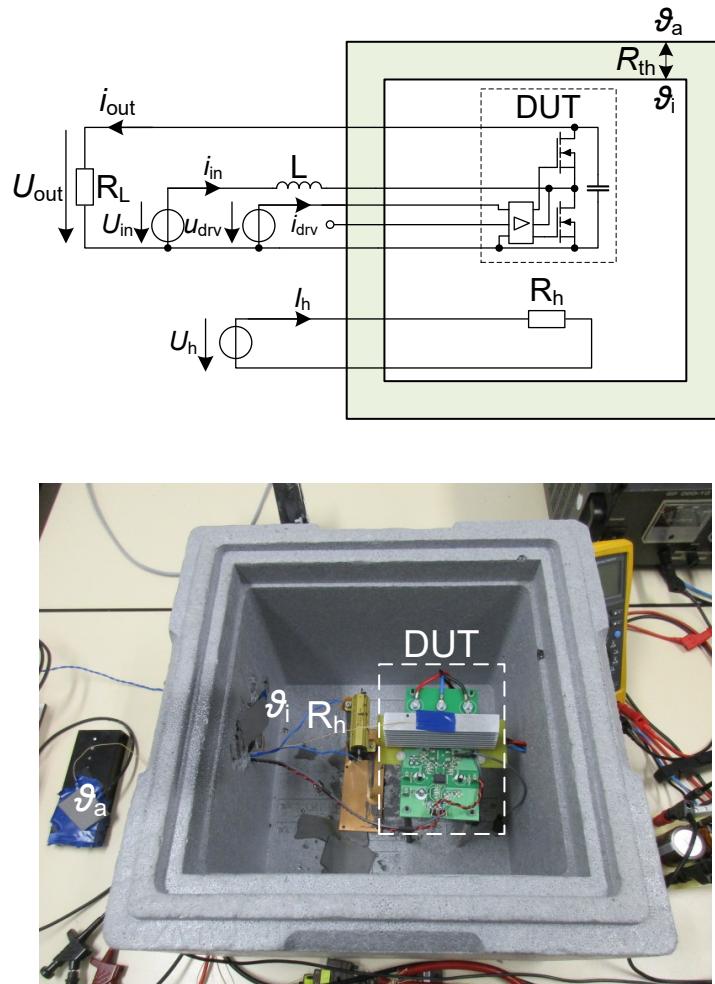


Abb. 31: Versuchsaufbau zur Vermessung der Schaltverluste mit dem Kalorimeter

Als Zwischenkreiskondensator wurde ein Vielschichtkeramikkondensator verwendet, der sich durch sehr geringe Verluste auszeichnet. Im Rahmen der Messgenauigkeit können die Kondensatorverluste P_C daher vernachlässigt werden. Die Treiberverluste können durch eine elektrische Leistungsmessung an der Treiberspannungsversorgung bestimmt werden. Die Summe der Schaltverluste berechnet sich dann aus den vom Kalorimeter erfassten Gesamtverlusten P_Σ :

$$P_{S\Sigma} = P_\Sigma - P_D - P_{Tr} - P_C. \quad (3.29)$$

Nach der Abspaltung der Schaltverluste von den anderen Verlustanteilen ergibt sich die Summe der Arbeit für einen einzelnen Schaltvorgang aus der Schaltfrequenz f_s :

$$E_{S\Sigma} = \frac{P_{S\Sigma}}{f_s}. \quad (3.30)$$

Leider ist es mit dieser Methode nicht möglich, zwischen den Ein- und Ausschaltverlusten der Transistoren zu unterscheiden. Immerhin können aber auch Schaltverluste unter weichschaltenden Bedingungen erfasst werden [RBK16].

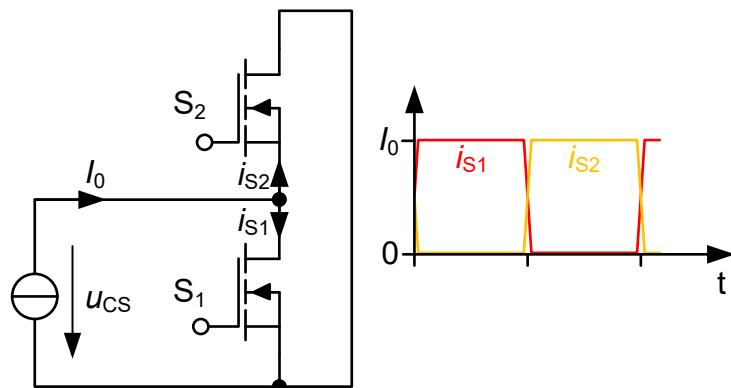


Abb. 32: Schaltung zur Bestimmung der Durchlassverluste

Zu den Durchlassverlusten tragen auch die Kupferwiderstände der Leiterbahnen auf der Platine und der Zuleitungen zu den Verlusten im Kalorimeter bei. Daher ist es zweckmäßig, die Durchlassverluste in Abhängigkeit zum Strom ebenfalls zu vermessen. Dies könnte geschehen, indem man einen Transistor der Halbbrücke permanent einschaltet und mit einer Konstantstromquelle verbündet. Hierbei wird jedoch nicht berücksichtigt, dass die Schalter sich in ihrem Kanalwiderstand unterscheiden können. Außerdem fließt der Strom nie durch eine der Inversdioden, wie es im schaltenden Betrieb aufgrund der Wechselsperrzeit der Fall ist. Aus diesem Grund wurde ein anderer Weg zur Bestimmung der Schaltverluste gewählt. Die Halbbrücke wird mit einer sehr niedrigen Schaltfrequenz $f_S = 10$ Hz und demselben Tastverhältnis D wie im nachfolgenden Versuch bei hoher Schaltfrequenz zur Bestimmung der Schaltverluste betrieben. Der Stromfluss durch die einzelnen Komponenten, Leiterbahnen etc. ist also im zeitlichen Mittel exakt gleich. Die Konstantstromquelle ist mit einer Spannungsbegrenzung versehen, die gerade so hoch eingestellt wird, dass die Flussspannung der Inversdioden überwunden wird. Aufgrund der geringen Spannung u_{CS} und der niedrigen Schaltfrequenz sind die auftretenden Schaltverluste absolut zu vernachlässigen und die Messung im Kalorimeter liefert die gewünschten Durchlassverluste P_D in Abhängigkeit zum Strom I_0 .

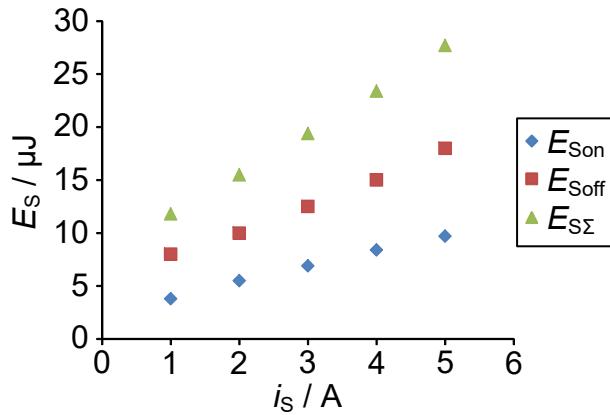


Abb. 33: Schaltverluste des GaN-Transistors mit dem Doppelpulsversuch gemessen

Die Schaltverluste des GaN-Transistors wurden zunächst mit dem Doppelpulsversuch bei der Schalterspannung $u_s = 200$ V und den Schalterströmen $i_s = \{1, 2, 3, 4, 5\}$ A gemessen. Der Zeitfehler t_f wurde dabei im Rahmen der Genauigkeit des verwendeten Oszilloskops so gut wie möglich korrigiert [JWC+15], wobei die verbleibende Abweichung wahrscheinlich sogar geringer als 1 ns ist. Die Ergebnisse sind in Abb. 33 aufgetragen. Anschließend wurde die Halbbrücke in das Kalorimeter eingebaut (s. Abb. 31) und zunächst die Durchlassverluste gemessen. Wie bereits erwähnt ist es bei der kalorimetrischen Messung nicht möglich, zwischen den Ein- und Ausschaltverlusten zu unterscheiden. Um dennoch einen Wert für die Summe der Schaltverluste bezogen auf einen bestimmten geschalteten Strom zu erhalten, wurde die Schwankung des Eingangsstroms möglichst gering gehalten. So wurde bei einer Schaltfrequenz $f_s = 50$ kHz eine Drosselspule mit dem Induktivitätswert $L = 1$ mH und einem Tastverhältnis $D = 90\%$ gewählt. Damit liegt die Stromschwankung bei etwa:

$$\Delta i_{in} = \frac{(U_{out} - U_{in})(1 - D)}{f_s \cdot L} = \frac{(200 \text{ V} - 20 \text{ V})(1 - 0,9)}{50 \text{ kHz} \cdot 1 \text{ mH}} = 360 \text{ mA}. \quad (3.31)$$

Die Ströme beim Ein- und Ausschalten der Transistoren weichen also nur um 180 mA vom Strommittelwert ab (s. Abb. 34). Die Messung der Schaltverluste erfolgte erneut bei den Strommittelwerten $\bar{i}_{in} = \{1, 2, 3, 4, 5\}$ A. Bei jedem Wert ist nach etwa 30 Minuten die Differenz $\Delta\vartheta$ zwischen der inneren und äußeren Temperatur am Kalorimeter konstant und die gesamte Verlustleitung P_Σ kann abgelesen werden.

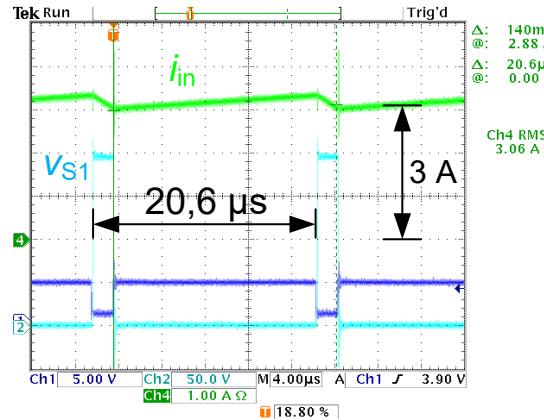


Abb. 34: Eingangsstrom i_{in} und Schalterspannung v_{S1} während der kalorimetrischen Messung

Eine Übersicht der gemessenen Werte gibt Tab. 5. Die Verlustleistung für den Strommittelwert $\bar{i}_{in} = 5 \text{ A}$ überschritt den Messbereich des Kalorimeters, der auf etwa 5 W beschränkt ist. Daher musste die Messung dieses Arbeitspunktes verworfen werden. Aufgrund der geringen Eingangskapazität des GaN-Transistors sind die Treiberverluste vergleichsweise gering. Bei der verwendeten Schaltfrequenz von

$$f_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{20,6 \mu\text{s}} = 48,5 \text{ kHz} \quad (3.32)$$

betrugen die Treiberverluste $P_{Tr} = 20 \text{ mW}$. Die Summe der Schaltverluste $E_{S\Sigma}$ wurde mit (3.29) und (3.30) berechnet. Da die Werte für $E_{S\Sigma}$ stets die Verluste beider Transistoren in der Halbbrücke repräsentieren, wobei die exakte Aufteilung der Verluste nicht bekannt ist, wird der Wert für den Vergleich mit den Ergebnissen aus dem Doppelpulsversuch durch zwei geteilt (s. Abb. 35).

\bar{i}_{in} / A	P_{Σ} / W	P_D / W	$P_{S\Sigma} / \text{W}$	$E_{S\Sigma} / \mu\text{J}$
1	1,60	0,65	0,93	19,2
2	2,70	1,25	1,43	29,5
3	3,40	1,65	1,73	35,6
4	4,50	2,10	2,38	49,0

Tab. 5: Gemessene Verlustanteile und die davon abgeleiteten Schaltverluste

Die Datenpunkte aus dem Doppelpulsversuch sind mit Fehlerindikatoren versehen, welche die maximale Abweichung von $\pm 30\%$ anzeigen. Es zeigt sich, dass die Da-

tenpunkte aus der Messung mit dem Kalorimeter gut innerhalb der abgeschätzten Abweichung bleiben.

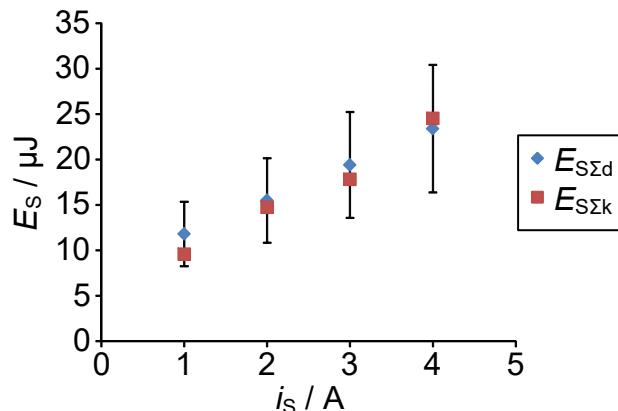


Abb. 35: Vergleich der gemessenen Schaltverluste mit $E_{\Sigma d}$ (Doppelpuls) und $E_{\Sigma k}$ (Kalorimeter)

Nachdem die realen Werte für die Schaltverluste unbekannt sind, kann zumindest festgestellt werden, dass:

- es möglich ist, Schaltverluste mit der beschriebenen, kalorimetrischen Methode zu messen
- der Doppelpulsversuch ebenfalls recht genaue Ergebnisse liefert, sofern die Messvorrichtungen sorgfältig kalibriert sind

Betrachtet man den Zeitbedarf der kalorimetrischen Messung, die selbst mit der kompensierenden Temperaturregelung etwa 60 Minuten für einen Arbeitspunkt dauert (jeweils 30 Minuten für die Bestimmung der Durchlass- und der Schaltverluste), während die Doppelpulsmessung bei automatisierter Messwerterfassung nach wenigen Sekunden abgeschlossen ist, sollte die kalorimetrische Messung eher zur Kalibrierung der elektrischen Messung verwendet werden.

4. Messung und Modellierung von Verlusten in magnetischen Bauteilen

Neben den Halbleitern tragen vor allem die magnetischen Bauteile wie etwa Drosselspulen und Transformatoren zu den Verlusten in leistungselektronischen Konvertern bei. Daher muss bei der Wirkungsgradoptimierung von Konvertern den magnetischen Bauteilen eine hohe Bedeutung zugemessen werden.

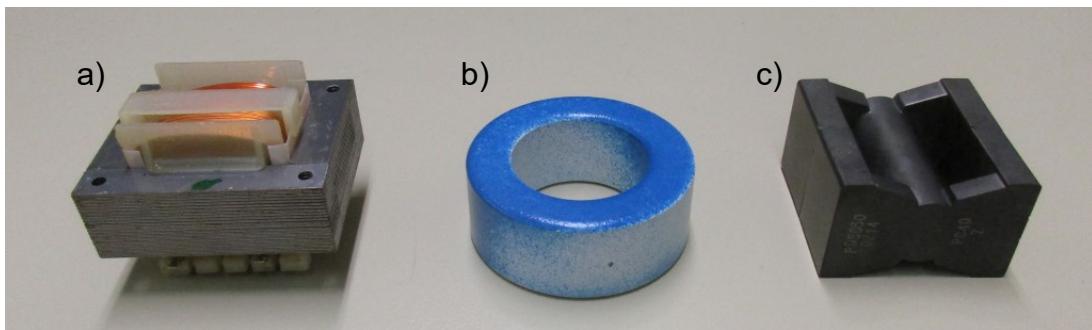


Abb. 36: a) geblechter (laminierter) Kern b) Eisenpulverkern c) Ferritkern

Gleichzeitig nehmen die magnetischen Bauteile ein großes Bauvolumen ein und bestimmen somit ganz wesentlich die zu erzielende Leistungsdichte. Bei geringen Betriebsfrequenzen < 20 kHz werden in der Regel Dynamobleche verwendet. Im mittleren Frequenzbereich 20 – 50 kHz können Eisenpulverkerne von Vorteil sein, die eine deutlich höhere Sättigungsflussdichte als Ferritkerne haben. Abb. 36 zeigt einige typische Kernbauformen.

	Eisenpulver	Ferrite
Sättigungsflussdichte B_{Sat} / T	1 ... 1,8	0,2 ... 0,5
Spezifischer Widerstand ρ / Ωm	$20 \cdot 10^{-8}$... $200 \cdot 10^{-8}$	20 ... 100
Max. relative Permeabilität μ_r	300	10000

Tab. 6: Vergleich der Eigenschaften von Eisenpulver und Ferriten

Für die typischen Betriebsfrequenzen der in dieser Arbeit betrachteten Halbleiter mit großer Bandlücke kommen nur noch Ferrite als Kernmaterial in Betracht, die aufgrund ihrer geringen Leitfähigkeit kaum Verluste durch Wirbelströme aufweisen (s. Tab. 6) [Rob02]. Als Wickelmaterial greift man bevorzugt auf Hochfrequenzlitze oder Folien zurück. Diese zeichnen sich durch geringere Verluste bei hohen Frequenzen

aus. Die Verluste in magnetischen Bauteilen lassen sich in Kernverluste und Wicklungsverluste aufteilen. Im Folgenden werden beide Anteile separat betrachtet.

4.1 Wicklungsverluste

4.1.1 Modellierung von Wicklungsverlusten

Die Wicklungsverluste können in folgende Komponenten unterteilt werden:

- Frequenzunabhängige ohmsche Verluste
- Frequenzabhängige Verluste aufgrund des Skineffekts
- Frequenzabhängige Verluste aufgrund des Proximityeffekts

Frequenzunabhängige ohmsche Verluste treten in jeder Art von Leiter, abgesehen natürlich von Supraleitern, auf. Der Gleichstromwiderstand der Wicklung lässt sich aus der Querschnittsfläche A und der Länge l und dem spezifischen Widerstand ρ_0 des Drahtes berechnen:

$$R_0 = \rho_0 \frac{l}{A}. \quad (4.1)$$

Am häufigsten werden aufgrund ihres geringen spezifischen Widerstandes bei vertretbaren Materialkosten Kupfer und Aluminium als Leiter eingesetzt. In magnetischen Bauteilen wird fast ausschließlich Kupfer verwendet, daher ist der Begriff Kupferverluste häufig synonym zum Begriff Wicklungsverluste zu sehen.

Metall	Spezifischer Widerstand $\rho_0 / 10^{-8} \Omega\text{m}$	Temperaturkoeffizient $\zeta / 10^{-3} \text{ K}^{-1}$
Ag	1,50	4,10
Al	2,50	4,67
Au	2,04	3,98
Cu	1,55	4,33

Tab. 7: Spezifischer Widerstand ρ_0 und Temperaturkoeffizient ζ einiger Metalle [Koh96]

Da Metalle ein Kaltleiterverhalten aufweisen, nimmt der Widerstand mit steigender Temperatur zu. Der Gleichstromwiderstand R_0 gilt für die Temperatur $\vartheta = 0 \text{ }^\circ\text{C}$, anhand des Temperaturkoeffizienten ζ folgt für den Widerstand bei höheren Temperaturen:

$$R(\vartheta) = R_0(1 + \zeta \cdot \vartheta) . \quad (4.2)$$

Die spezifischen Widerstände und Temperaturkoeffizienten einiger Metalle, die in der Elektrotechnik als Leiter eingesetzt werden, sind in Tab. 7 zusammengefasst.

Das durch den Stromfluss im Draht erzeugte Magnetfeld nimmt bei Gleichstrom ausgehend vom Mittelpunkt der Querschnittsfläche linear zu. Bei einem Wechselstrom mit der Frequenz $\omega = 2\pi f$ ist auch das Magnetfeld zeitveränderlich, sodass es zu Wirbelströmen im Draht kommt. In der Folge konzentriert sich der Strom auf die Außenbereiche des Drahtes, die höchste Stromdichte J_0 liegt am Rand vor. Dieses Phänomen ist als Skineffekt bekannt.

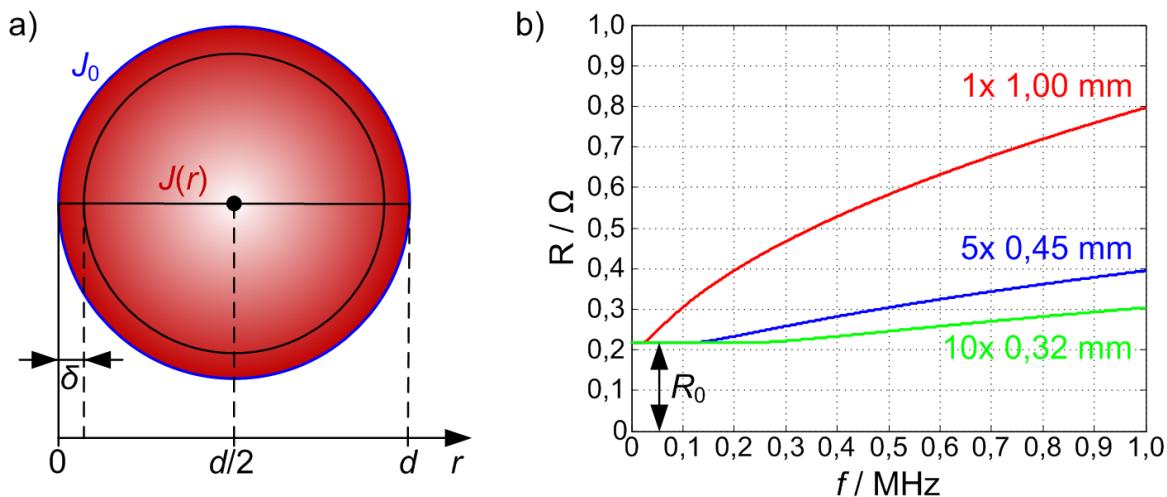


Abb. 37: a) Inhomogene Stromdichte im Leiter aufgrund des Skineffekts
b) Vergleich des frequenzabhängigen Widerstandes $R(f)$ bei Drähten mit unterschiedlichem Durchmesser

Die Stromdichte $J(r)$ fällt im Intervall $0 < r \leq d/2$, also zwischen dem Rand und dem Mittelpunkt des Drahtes exponentiell ab (s. Abb. 37 a)):

$$J(r) = J_0 \cdot e^{-\frac{r}{\delta}} . \quad (4.3)$$

Dabei hängt die Eindringtiefe δ vom spezifischen Widerstand ρ_0 , der Frequenz ω und der Permeabilität des Materials μ ab:

$$\delta(\omega) = \sqrt{\frac{2\rho_0}{\omega\mu}} . \quad (4.4)$$

Im Abstand δ ist die Stromdichte J auf das e^{-1} -fache abgesunken. Kupfer ist ein diamagnetisches Material dessen relative Permeabilität bei $\mu_r \approx 1$ liegt, daher kann in guter Näherung $\mu = \mu_0$ gesetzt werden. Abb. 37 b) zeigt den frequenzabhängigen Widerstand für drei Drähte mit unterschiedlichem Durchmesser (Volldraht mit 1 mm, Litzebündel mit 5x0,45 mm und 10x0,32 mm Durchmesser). Bei den Drähten mit kleinerem Durchmesser wurde eine größere Anzahl kombiniert, sodass die Querschnittsfläche identisch ist. Folglich weisen alle Kombinationen den gleichen Gleichstromwiderstand R_0 auf. Wird der gleiche Querschnitt aus mehreren Einzeldrähten zusammengesetzt, erhöht sich die Oberfläche gegenüber einem einzelnen Draht. Daher steigt der Widerstand aufgrund der höheren Stromdichte erst bei höheren Frequenzen an, wodurch der Vorteil von Hochfrequenzlitze begründet ist.

Eine inhomogene Stromdichte wird nicht nur durch das eigene Magnetfeld des Drahtes hervorgerufen, auch äußere Magnetfelder von benachbarten Windungen tragen zur Stromverdrängung bei. Die durch äußere Magnetfelder induzierten Wirbelströme verursachen Verluste in der Windung, die Proximityverluste genannt werden [Alb17].

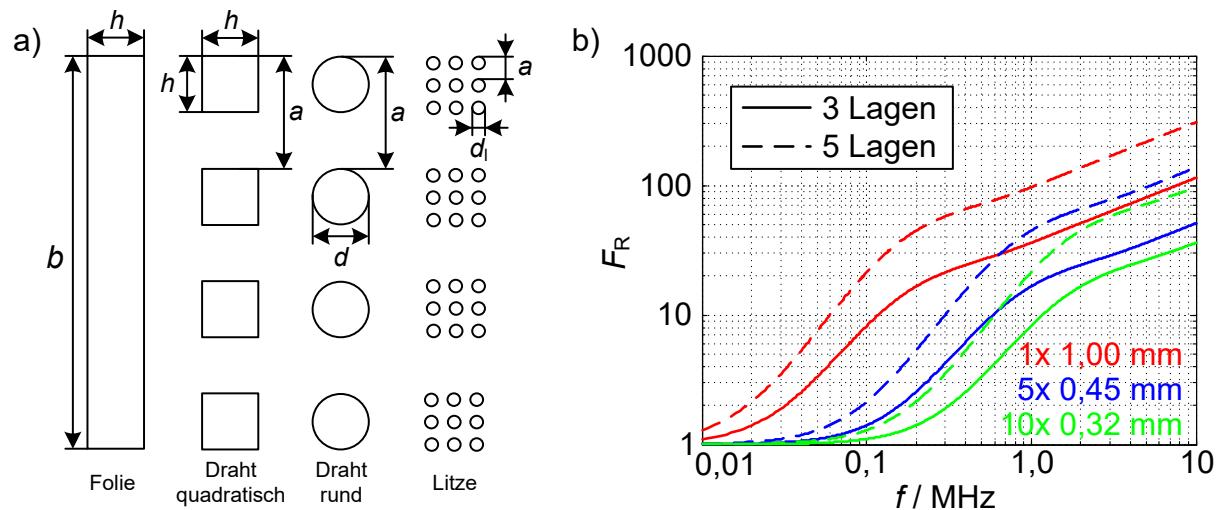


Abb. 38: a) Übergang von der Folienwicklung zur Litze b) Widerstandsverhältnis F_R in Abhängigkeit zur Frequenz f für verschiedene Drahtkombinationen und Lagenzahlen

Das Verhältnis F_R zwischen dem frequenzabhängigen Widerstand R_W aufgrund der Proximityverluste und dem Gleichstromwiderstand R_0 kann für eine Folienwicklung mit der Lagenzahl N_L gemäß [Dow66] wie folgt berechnet werden:

$$F_R = \frac{R_W}{R_0} = \Gamma \frac{\sinh(2\Gamma) + \sin(2\Gamma)}{\cosh(2\Gamma) - \cos(2\Gamma)} + \Gamma \frac{2(N_L^2 - 1)}{3} \frac{\sinh(\Gamma) - \sin(\Gamma)}{\cosh(\Gamma) + \cos(\Gamma)}. \quad (4.5)$$

Ursprünglich wurde Gleichung (4.5) für eine Folie mit einer Dicke h entwickelt, die über die gesamte Breite b des Wickelkörpers geht, folglich gibt es nur einen Leiter pro Lage (s. Abb. 38 a)). Für Runddrähte bzw. Litzen ist die Hilfsgröße Γ in Abhängigkeit zum Gesamtdurchmesser d , der Anzahl der Einzeldrähte n und dem Abstand zwischen den Einzeldrähten a definiert [Woj16]:

$$\Gamma(\omega) = \left(\frac{\pi}{4}\right)^{0,75} \frac{d}{\delta(\omega)} \sqrt{\frac{d}{a \cdot n}}. \quad (4.6)$$

Die Frequenzabhängigkeit ergibt sich aus der Eindringtiefe $\delta(\omega)$. In Abb. 38 b) ist das Widerstandsverhältnis F_R für die bereits betrachteten Drahtkombinationen über einen Frequenzbereich von 10 kHz bis 10 MHz und die Lagenzahlen $N_L = 3$ und $N_L = 5$ aufgetragen. Solange der Drahtdurchmesser d klein gegenüber der Eindringtiefe δ ist, was bei niedrigen Frequenzen der Fall ist, treten kaum Proximity- und Skinverluste auf. Im mittleren Frequenzbereich bis etwa 1 MHz steigen die Verluste stark an. Eine höhere Lagenzahl führt ebenfalls zu einer Verstärkung der Proximityverluste. Daher kann eine Wicklung mit nur einer Lage zur Reduzierung der Wicklungsverluste beitragen. Bei hohen Frequenzen ist der Stromfluss komplett auf die Außenbereiche der Drähte verdrängt, die Steigung des Widerstandsverhältnis F_R nimmt ab.

4.1.2 Messung von Wicklungsverlusten

Für eine bereits existierende Drosselspule wird der frequenzabhängige Widerstand R_{Cu} mit einem Impedanzmessgerät des Typs *Agilent Precision Impedance Analyzer 4294A* [AgI03] gemessen.

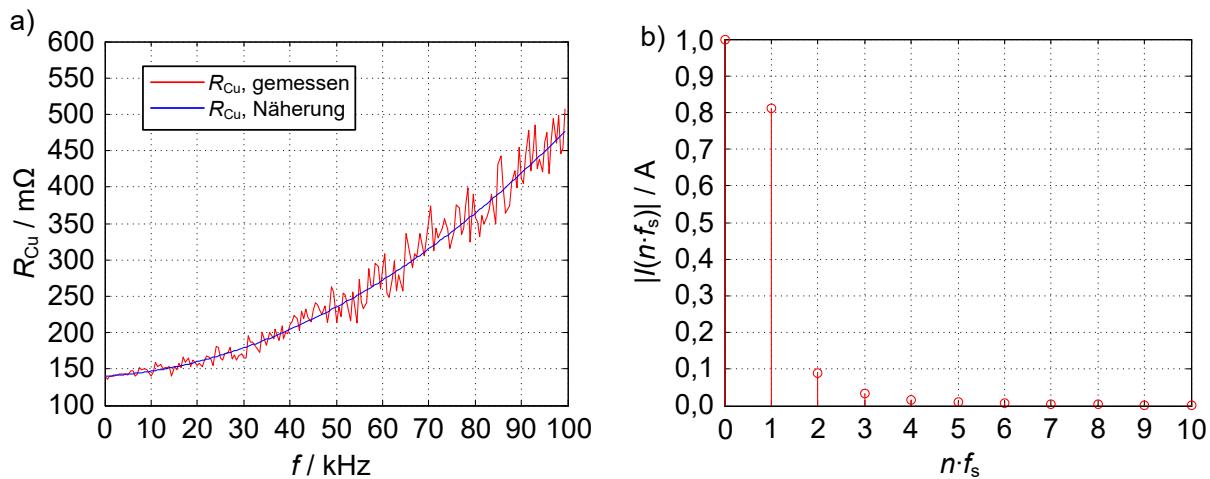


Abb. 39: a) Frequenzabhängiger Widerstand $R_{\text{Cu}}(f)$ einer Drosselspule b) Spektrum des Spulenstromes mit Mittelwert $\bar{i} = 1 \text{ A}$ und Schwankungsbreite $\Delta i = 2 \text{ A}$ und Tastverhältnis $D = 0,5$

Da der Verlauf (s. Abb. 39 a)) ein Rauschen aufweist, wird der Widerstandsverlauf nach der Methode der kleinsten Quadrate angenähert und kann im Folgenden anhand eines Polynoms zweiter Ordnung berechnet werden:

$$R_{\text{Cu}}(f) = a_2 f^2 + a_1 f + a_0. \quad (4.7)$$

Für den Widerstandsverlauf in Abb. 39 a) ergeben sich somit die Koeffizienten $a_2 = 3 \cdot 10^{11} \Omega \text{s}^2$, $a_1 = 4 \cdot 10^{-7} \Omega \text{s}$, $a_0 = 0,14 \Omega$. Um nun anhand des Widerstandes die Wicklungsverluste zu berechnen, wird das Spektrum des Spulenstroms benötigt. Bei einem dreieckförmigen Stromverlauf, wie er etwa bei der kalorimetrischen Messung der Verluste in der Drosselspule eingestellt wurde, können die Koeffizienten I_n des Spektrums direkt aus der Fourierreihe bestimmt werden:

$$I_0 = \bar{i} \quad \text{für } n = 0 \text{ (Gleichanteil)},$$

$$I_n = \Delta i \frac{4}{\pi^2} \frac{(-1)^{n-1}}{(2n-1)^2} \quad \text{für } n > 1. \quad (4.8)$$

Das Spektrum für einen dreieckförmigen Strom mit Mittelwert $\bar{I} = 1 \text{ A}$ und Schwan-kungsbreite $\Delta i = 2 \text{ A}$ zeigt Abb. 39 b). Die Wicklungsverluste ergeben sich nun aus der Summation der Verlustanteile für den Gleichanteil und die einzelnen Spektralan-teile des Stromes:

$$P_{\text{Cu}} = R_{\text{Cu}}(0)I_0^2 + \sum_{n=1}^N \left(\frac{I_n}{\sqrt{2}} \right)^2 R_{\text{Cu}}(nf_s) . \quad (4.9)$$

Die Grundschwingung des Spulenstromes liegt bei der Schaltfrequenz f_s . Die Amplituden der Harmonischen nehmen reziprok zum Quadrat ab. Daher ist es in der Regel ausreichend genau, wenn bis $N = 10$ aufsummiert wird.

4.2 Kernverluste

In Kernen magnetischer Bauteile kann zwischen drei verschiedenen Verlustmechanismen unterschieden werden [Alb17]:

- Hystereseverluste
- Wirbelstromverluste
- Erweiterte Wirbelstromverluste

Wird eine magnetische Feldstärke H in ein bisher nicht magnetisiertes ferromagnetisches Material eingeprägt, so steigt die magnetische Flussdichte B zunächst linear an. Die Steigung ergibt sich aus der Permeabilität $\mu = \mu_r \cdot \mu_0$ des Materials. Ab einer bestimmten Flussdichte beginnt die effektive Permeabilität zu sinken, die Steigung der Funktion $B(H)$ nimmt ab. Bei Erreichen der Sättigungsflussdichte B_{Sat} ist die Steigung auf Null zurückgegangen, durch eine weitere Erhöhung der Feldstärke ist keine Änderung der Flussdichte mehr zu erzielen. Sinkt nun die Feldstärke wieder ab, so beginnt die Flussdichte erst nach einer Verzögerung zu fallen. Folglich läuft die Flussdichte nicht auf demselben Weg zurück zum Nullpunkt.

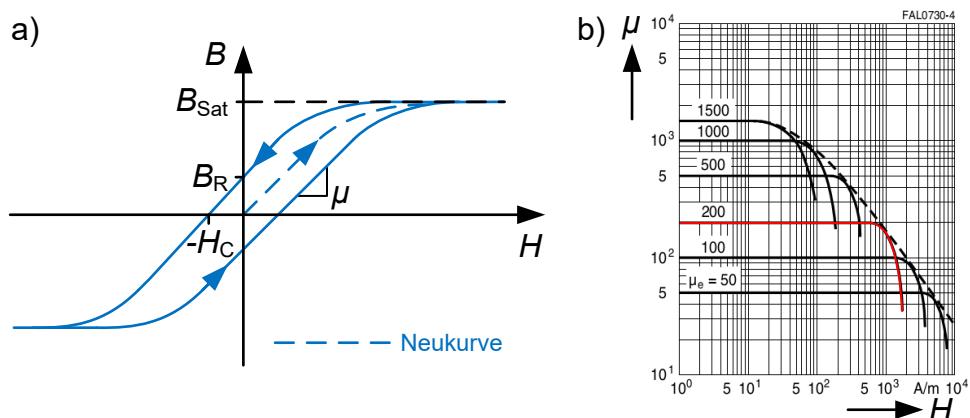


Abb. 40: a) Idealisierte Hystereseschleife eines ferromagnetischen Kerns
b) Permeabilität μ in Abhängigkeit von der magnetischen Feldstärke H , Material N27 [Epc13]

Ohne äußeres magnetisches Feld bleibt aufgrund der Ausrichtung der Elementarmagnete im Kernmaterial die Remanenzflussdichte B_R zurück. Es muss die negative magnetische Koerzitivfeldstärke H_C angelegt werden, damit die Flussdichte wieder auf Null zurückgeht. Durch weitere Aussteuerung des Kerns in die negative und zu-

rück in die positive Richtung der magnetischen Feldstärke entsteht die typische Hystereseschleife eines ferromagnetischen Materials. Beim Durchlaufen der Hystereseschleife entstehen durch die Ummagnetisierung des Materials Verluste, die proportional zur Fläche der Hystereseschleife sind:

$$P_{C,\text{hyst}} \propto \oint H \cdot dB . \quad (4.10)$$

Diese Verluste werden als Hystereseverluste bezeichnet. Aufgrund der Proportionalität zur Fläche kommen für die Anwendung in leistungselektronischen Konvertern nur weichmagnetische Materialien mit schmalen Hystereseschleifen in Frage. Bei hartmagnetischen Materialien, wie sie z.B. in Datenspeichern eingesetzt werden, wären die Hystereseverluste zu groß.

Ein weiterer Verlustbeitrag wird durch Wirbelströme im Kernmaterial verursacht. Durch die zeitliche Änderung des magnetischen Flusses ϕ werden orthogonal zur Ausrichtung der Feldlinien Wirbelströme erzeugt, die zu ohmschen Verlusten führen. Die Höhe der Verluste hängt von der elektrischen Leitfähigkeit des Materials ab.

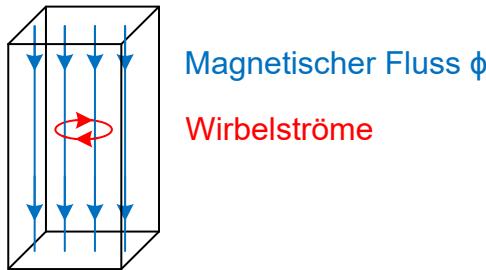


Abb. 41: Induzierte Wirbelströme im Kernmaterial

In Ferrit- oder Eisenpulverkernen ist die Ausbreitung von Wirbelströmen aufgrund der geringen Leitfähigkeit des Materials stark eingeschränkt. Bei Kernen aus gestapeltem Dynamoblechen wird die Ausbreitung durch die Laminierung und die Isolation der Bleche untereinander begrenzt.

Unter erweiterten Wirbelstromverlusten versteht man einen Effekt, der sich aus dem nicht-homogenen Magnetisierungsverlauf ferromagnetischer Materialien ergibt. In den Kristallen eines ferromagnetischen Stoffes existieren mikroskopisch kleine Bereiche, in denen die magnetischen Momente der Atome parallel ausgerichtet sind. Diese Bereiche werden nach ihrem Entdecker Weisssche Bezirke genannt. Die Grenzlinien zwischen den Bezirken, die sogenannten Bloch-Wände, verschieben

sich unter dem Einfluss eines äußeren Magnetfeldes ruckartig, sobald die Ausrichtung in zwei benachbarten Bezirken übereinstimmt.

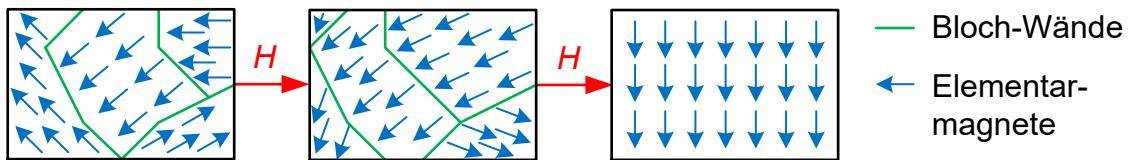


Abb. 42: Weisssche Bezirke und Verschiebung der Bloch-Wände

Da das Volumen der Bloch-Wände bezogen auf das Gesamtvolumen sehr klein ist, ist die Magnetisierungsänderung in den Bloch-Wänden sehr viel größer als die mittlere Magnetisierungsänderung im gesamten Material. Aus diesem Grund sind die induzierten Wirbelströme viel größer als sie bei gleichmäßiger Magnetisierungsänderung wären. Diese erweiterten Wirbelstromverluste sind auch als *excess eddy current losses* bekannt.

4.2.1 Modellierung von Kernverlusten mit der Steinmetzgleichung

Für die Modellierung von Kernverlusten wird häufig die nach Charles P. Steinmetz benannte Steinmetzgleichung verwendet [Ste92]:

$$P'_{\text{Fe}} = \frac{P_{\text{Fe}}}{V_{\text{Fe}}} = k \cdot f^\alpha \cdot \hat{B}^\beta . \quad (4.11)$$

Mit der Steinmetzgleichung wird die Verlustdichte P'_{Fe} im Kern in Abhängigkeit von der Frequenz f und dem Scheitelwert der magnetischen Flussdichte \hat{B} im Kern berechnet. Es hat sich die Angabe einer Verlustdichte P'_{Fe} eingebürgert, die zur Berechnung der Kernverlustleistung P_{Fe} noch mit dem Kernvolumen V_{Fe} multipliziert werden muss. Die Steinmetzparameter sind α für die frequenzabhängige und β für die flussdichteabhängige Änderung der Verluste, k ist eine von der Kernbauform abhängige Konstante. Da es sich bei der Steinmetzgleichung um eine empirische Formel handelt, führt eine Aufteilung des anregenden magnetischen Flusses in die einzelnen Frequenzanteile gemäß einer Fourierzerlegung nicht zu korrekten Ergebnissen. Folglich kann die Steinmetzgleichung in ihrer Grundform nur bei mittelwertfreier, sinusförmiger Anregung des Kernmaterials angewendet werden. In der Literatur gibt es verschiedene Erweiterungen der klassischen Steinmetzgleichung.

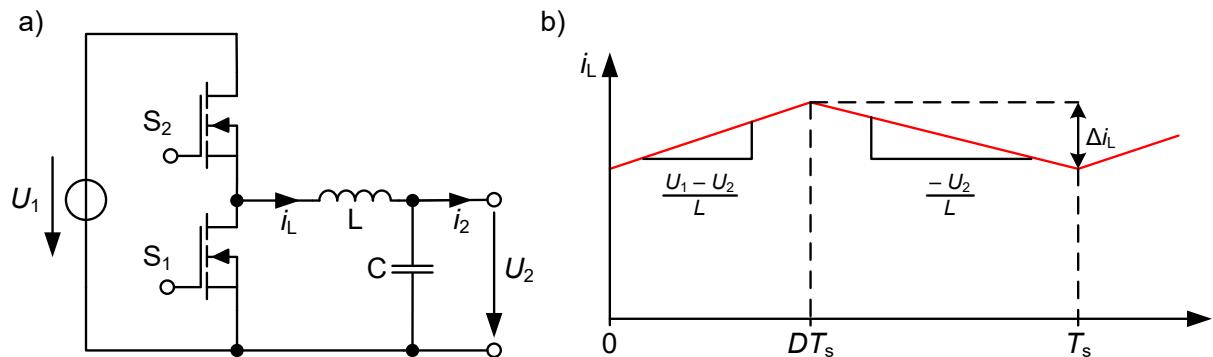


Abb. 43: Stromverlauf an der Drosselspule eines Zweiquadrantenstellers

In [SWB+07] etwa wird ein Vorfaktor je nach Form des Flussverlaufes vorgeschlagen. Zielführender ist aber der Ansatz der iGSE (improved generalized Steinmetz equation, verbesserte erweiterte Steinmetzgleichung) [MKE11], die für beliebige stetige Flussverläufe ein Ergebnis liefert

$$P'_{\text{Fe}} = \frac{P_{\text{Fe}}}{V_{\text{Fe}}} = \frac{1}{T} \int_0^T k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha (\Delta B)^{\beta-\alpha} \cdot dt \quad (4.12)$$

mit der Flussdichteänderung ΔB und der Periodendauer T . Die Parameter α und β sind die gleichen Werte wie zuvor, k wird in den Parameter k_i umgerechnet:

$$k_i = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos\theta|^\alpha 2^{\beta-\alpha} \cdot d\theta}. \quad (4.13)$$

Wird die Periodendauer in N Intervalle mit rampenförmigen Flussverläufen $\Delta B(n)$ der Dauer $\Delta T(n)$ zerlegt, lässt sich die Integration in (4.12) als Summe beschreiben:

$$P_{\text{Fe}} = \frac{V_{\text{Fe}} k_i}{T} \sum_{n=1}^N (\Delta B(n))^{\beta-\alpha} \left| \frac{\Delta B(n)}{\Delta T(n)} \right|^\alpha \Delta T(n). \quad (4.14)$$

Der Zweiquadrantensteller stellt ein typisches Beispiel für Konverter mit abschnittsweise rampenförmigen Flussverläufen dar (s. Abb. 43). Im eingeschwungenen Zustand mit konstantem Tastverhältnis D kann der Stromverlauf durch zwei Intervalle mit den Dauern DT_s und $(1-D)T_s$ und der Stromschwankungsbreite Δi_L beschrieben werden. Dadurch reduziert sich die Summe in (4.14) auf zwei Summanden:

$$P_{\text{Fe}} = \frac{V_{\text{Fe}} k_i}{T_s} (\Delta B)^{\beta-\alpha} \left(\left| \frac{\Delta B}{DT_s} \right|^\alpha DT_s + \left| \frac{\Delta B}{(1-D)T_s} \right|^\alpha (1-D)T_s \right). \quad (4.15)$$

Es soll nun die Kernverlustleistung einer Drosselspule bestehend aus einem E20/10/6 Ferritkern des Materials N87 berechnet werden. Für die Eigenschaften der Drosselspule siehe Tab. 13. Mit dem Induktivitätswert $L = 48 \mu\text{H}$ bei einer Ausgangsspannung $U_2 = 12 \text{ V}$, die sich bei dem Tastverhältnis $D = 0,5$ einstellt, und der Schaltfrequenz $f_s = 200 \text{ kHz}$ beträgt die Schwankung des Spulenstroms:

$$\Delta i_L = \frac{U_2(1-D)}{Lf_s} = \frac{12 \text{ V} \cdot 0,5}{48 \mu\text{H} \cdot 200 \text{ kHz}} = 0,625 \text{ A}. \quad (4.16)$$

Daraus resultiert eine Flussdichteschwankung (siehe Anhang A.2) von:

$$\Delta B = \frac{\mu_0 N_1}{l_{\text{Fe}} + l_\delta} \Delta i_L = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \cdot 22}{\frac{46,3 \cdot 10^{-3} \text{ m}}{1680} + 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ m}} \cdot 0,625 \text{ A} = 32,8 \text{ mT}. \quad (4.17)$$

Für das Material N87 wurden aus dem Herstellerdatenblatt für den Bereich $f = 200 \dots 300 \text{ kHz}$, $B = 25 \dots 50 \text{ mT}$ die folgenden Steinmetzparameter ermittelt:

$$\alpha = 1,26; \beta = 2,58; k = 28,5 \frac{\text{W}}{\text{m}^3 \text{Hz}^\alpha \text{T}^\beta}$$

Mit (4.13) errechnet sich $k_i = 1,91 \frac{\text{W}}{\text{m}^3 \text{Hz}^\alpha \text{T}^\beta}$, durch Einsetzen der weiteren Werte in (4.15) folgt für die Verlustleistungsdichte $P'_{\text{Fe}} = 3,24 \frac{\text{kW}}{\text{m}^3}$. Multipliziert man nun die Verlustleistungsdichte mit dem (recht kleinen) Kernvolumen $V_{\text{Fe}} = 1,49 \cdot 10^{-6} \text{ m}^3$, was 1,49 ml entspricht, ergibt sich für die Kernverlustleistung $P_{\text{Fe}} = 4,83 \text{ mW}$.

Die Hersteller von Ferritkernen liefern umfangreiche Datenblätter, aus denen sich die Steinmetzparameter für einen bestimmten Flussdichte- und Frequenzbereich bestimmen lassen.

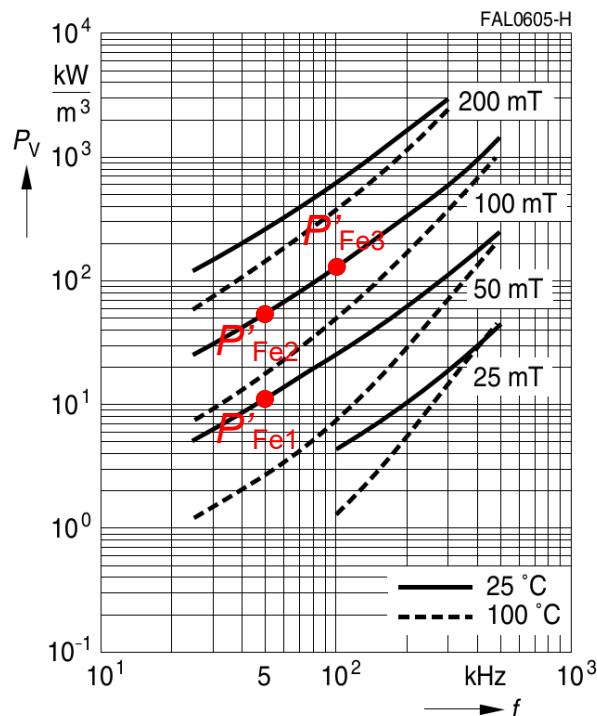


Abb. 44: Verlustdichte P'_{Fe} in Abhängigkeit von der Frequenz f und dem Scheitelpunkt der magnetischen Flussdichte \hat{B} bei unterschiedlichen Temperaturen für das Material N87 [Epc13]

Hierfür werden die Verlustdichten in drei Arbeitspunkten bei zwei unterschiedlichen Frequenzen f_1, f_2 und Flussdichten \hat{B}_1, \hat{B}_2 benötigt:

$$\alpha = \frac{\log(P'_{\text{Fe3}}) - \log(P'_{\text{Fe2}})}{\log(f_2) - \log(f_1)}, \quad (4.18)$$

$$\beta = \frac{\log(P'_{\text{Fe2}}) - \log(P'_{\text{Fe1}})}{\log(\hat{B}_2) - \log(\hat{B}_1)}, \quad (4.19)$$

$$k = \frac{P'_{\text{Fe1}}}{f_1^\alpha \cdot \hat{B}_1^\beta}. \quad (4.20)$$

Aus dem Diagramm in Abb. 44 lassen sich die Werte für die Verlustdichte in den drei Arbeitspunkten ablesen (s. Tab. 8).

Nr.	f / kHz	\hat{B} / mT	$P'_{\text{Fe}} / \frac{\text{kW}}{\text{m}^3}$
1	50	50	10
2	50	100	50
3	100	100	120

Tab. 8: Verlustdichte für den Kern R34, Material N87 in drei Arbeitspunkten aus Datenblattangaben

Mit den Werten aus Tab. 8 ergeben sich anhand der Formeln (4.18), (4.19) und (4.20) für das Material N87 um den Arbeitspunkt $f = 50 \text{ kHz}$, $\hat{B} = 50 \text{ mT}$ die \hat{B} folgenden Steinmetzparameter:

$$\alpha = 1,26; \beta = 2,32; k = 12,6 \frac{\text{W}}{\text{m}^3 \text{Hz}^\alpha \text{T}^\beta}$$

Die Verlustdichte für das Material N87 wurde laut Datenblatt anhand eines toroidförmigen Kerns mit 34 mm Außendurchmesser gemessen. In toroidförmigen Kernen ist die Querschnittsfläche stets gleich, daher ist auch die magnetische Flussdichte im gesamten Material als homogen anzunehmen. Bei anderen Kernbauformen, wie etwa E- oder PQ-Kernen, gibt es jedoch Ecken und Verzweigungen, welche zu inhomogener Verteilung der Flussdichte führen können. Das wirkt sich in erster Linie auf den Parameter k aus. Leider sind in der Regel keine Daten für andere Kernbauformen zu bekommen. Auch eine Vormagnetisierung, wie sie in allen Konvertern mit nicht mittelwertfreiem Strom vorkommt, ist bei den Datenblattwerten nicht berücksichtigt [MBK+12]. Um dennoch möglichst exakte Modelle für die Kernverluste zu erhalten, sind eigene Messungen erforderlich. In der Folge werden zwei Verfahren vorgestellt: Die elektrische und die kalorimetrische Messung von Kernverlusten.

4.2.2 Elektrische Messung von Kernverlusten

Für die elektrische Vermessung von Kernverlusten wird der Prüfling (CUT) mit zwei Wicklungen versehen (s. Abb. 45 a)). Die Primärwicklung mit der Windungszahl N_1 ist mit einer Stromquelle verbunden, die den Strom i_1 in die Wicklung einprägt. An der Sekundärwicklung mit der Windungszahl N_2 wird die Spannung u_2 gemessen.

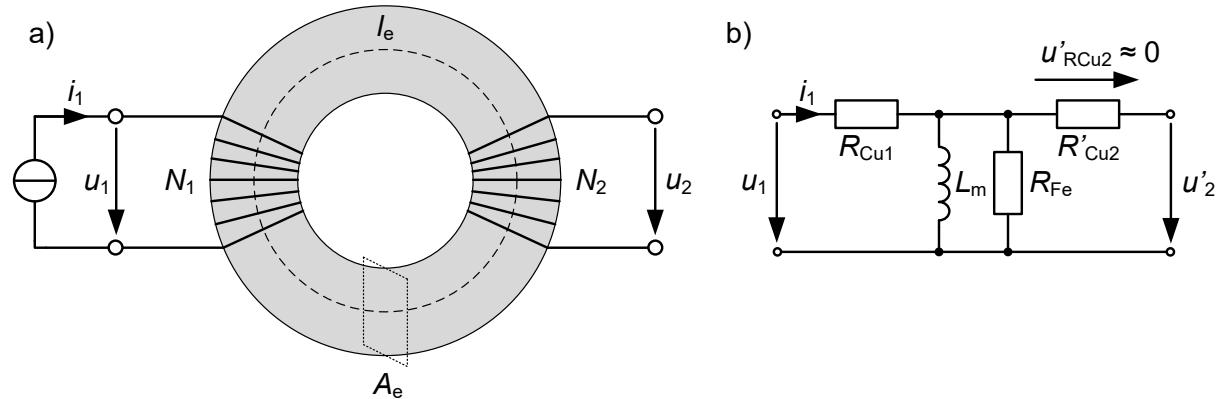


Abb. 45: a) Schematischer Versuchsaufbau und b) Ersatzschaltbild für die Messung von Kernverlusten

Für die magnetische Flussdichte $B_{\text{CUT}}(t)$ im Kern gilt:

$$B_{\text{CUT}}(t) = B_{\text{CUT}}(0) + \frac{1}{N_2 A_e} \int_0^t u_2(\tau) \cdot d\tau. \quad (4.21)$$

Die magnetische Feldstärke $H_{\text{CUT}}(t)$ kann aus dem in die Primärwicklung eingeprägten Strom i_1 bestimmt werden:

$$H_{\text{CUT}}(t) = \frac{N_1 i_1(t)}{l_e}. \quad (4.22)$$

Aus der von der B-H-Schleife eingeschlossenen Fläche ergibt sich die Verlustenergie des Kerns, durch Multiplikation mit der Frequenz erhält man die volumenbezogene Verlustleistung im Kern:

$$\frac{P_{\text{CUT}}}{V_e} = f \cdot \oint H_{\text{CUT}} \cdot dB_{\text{CUT}} = f \cdot \int_0^T H_{\text{CUT}}(t) \frac{dB_{\text{CUT}}(t)}{dt} \cdot dt$$

$$\begin{aligned}
 &= f \cdot \int_0^T \frac{N_1 i_1(t)}{l_e} \cdot \frac{1}{N_2 A_e} \cdot u_2(t) \cdot dt \\
 &= \frac{N_1}{N_2 A_e l_e T} \cdot \int_0^T u_2(t) i_1(t) \cdot dt. \tag{4.23}
 \end{aligned}$$

In Abb. 45 b) ist das elektrische Ersatzschaltbild für den CUT dargestellt. Der primärseitige Kupferwiderstand R_{Cu1} verursacht Wicklungsverluste, die bei einer kalorimetrischen Messung der Kernverluste von den Gesamtverlusten mit einer geeigneten Methode abgezogen werden müssen. Weil die Sekundärwicklung durch die Spannungsmessung jedoch kaum belastet wird, ist der sekundärseitige Kupferwiderstand zu vernachlässigen und führt nicht zu einem Spannungsabfall. Folglich kann auf der Sekundärseite die an der Hauptinduktivität L_m und dem Eisenwiderstand R_{Fe} abfallende Spannung gemessen werden, woraus anhand (4.23) die volumenbezogene Verlustleistung berechnet wird.

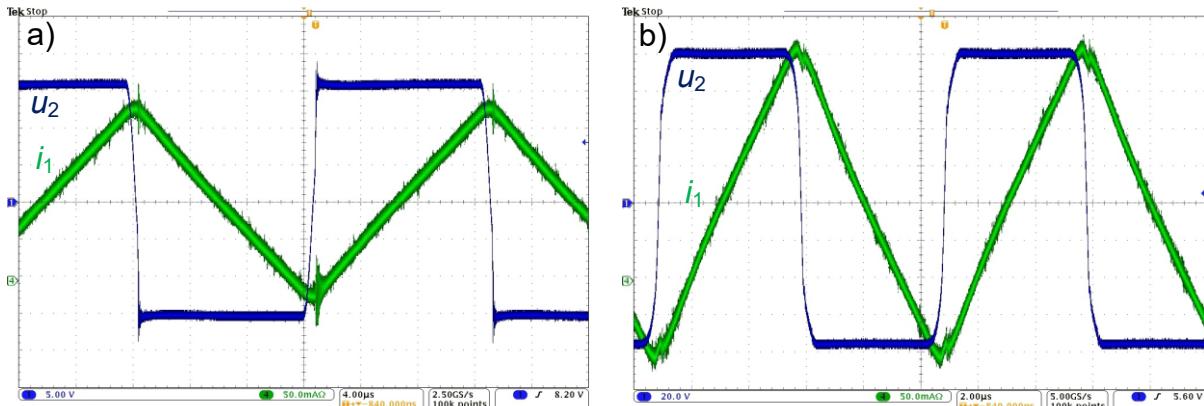


Abb. 46: Strom i_1 und Spannungen u_1 , u_2 während der Kernverlustmessung in den Arbeitspunkten a) $f = 40 \text{ kHz}$, $\hat{B} = 50 \text{ mT}$ b) $f = 100 \text{ kHz}$, $\hat{B} = 100 \text{ mT}$

Im Rahmen der Masterarbeit von Herrn Rolf Brinkmann wurden mit dieser Methode die Kernverluste für verschiedene Ferritkerne gemessen [Bri14]. Um einen Vergleich zu den aus dem Datenblatt gewonnenen Werten zu ziehen, werden im Folgenden die Messergebnisse für einen Kern aus dem gleichen Material N87 betrachtet, der aber eine andere Bauform hat. Es handelt sich um einen Mantelkern RM14 ohne Luftspalt, die Primär- und Sekundärwicklungszahl beträgt $N_1 = N_2 = 10$. Die Drähte der beiden Wicklungen wurden parallel zueinander geführt („bifilare Wicklung“) um

eine möglichst geringe Streuung zu erreichen. Abb. 46 zeigt den Strom i_1 und die Spannungen u_1 an der Haupt- und u_2 an der Hilfswicklung für zwei verschiedene Arbeitspunkte. Die Messung erfolgte bei Raumtemperatur. Um eine Erwärmung des Prüflings zu vermeiden, wurde die Spannung u_1 immer nur kurz zur Messung angelegt und bis zur Aufnahme des nächsten Arbeitspunktes ausreichend Zeit zur Abkühlung gegeben. Aus den gemessenen Daten wurde mit einem Matlab-Skript die Verlustdichte in verschiedenen Arbeitspunkten berechnet (s. Abb. 47).

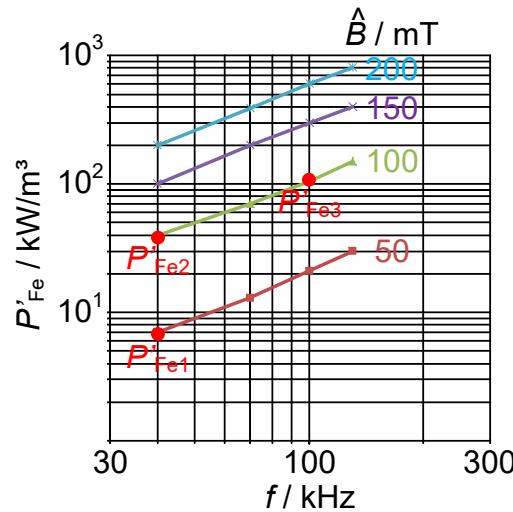


Abb. 47: Verlustdichte P'_Fe in Abhängigkeit von der Frequenz f und dem Scheitelpunkt \hat{B} der magnetischen Flussdichte für den Ferritkern RM14, Material N87 [Bri14]

Aus den gemessenen Verlustdichten für drei benachbarte Arbeitspunkte können nun erneut die Steinmetzparameter berechnet werden.

Nr.	f / kHz	\hat{B} / mT	P'_Fe / $\frac{\text{kW}}{\text{m}^3}$
1	40	50	7
2	40	100	35
3	100	100	110

Tab. 9: Verlustdichte für den Kern RM14, Material N87 in drei Arbeitspunkten anhand elektrischer Messung der Verluste

Mit den Werten aus Tab. 9 ergeben sich die folgenden Steinmetzparameter:

$$\alpha = 1,25; \beta = 2,32; k = 12,9 \frac{\text{W}}{\text{m}^3 \text{Hz}^\alpha \text{T}^\beta}$$

Im Vergleich mit den aus dem Datenblatt gewonnenen Parametern fällt der leicht höhere Wert beim Steinmetzparameter k auf. Insgesamt passen die Messergebnisse für den RM14-Kern aber recht gut zu den Datenblattwerten.

4.2.3 Kalorimetrische Messung von Kernverlusten

Bei kleinen Drosselpulsen mit geringen Kernverlusten stößt die direkte, elektrische Messung häufig an ihre Grenzen. Daher wurde als Alternative die kalorimetrische Messung von Kernverlusten erprobt. Die Herausforderung besteht hier hauptsächlich in der Unterscheidung der Wicklungsverluste und der Kernverluste, da die Messung mit dem Kalorimeter natürlich nur die Gesamtverlustleistung P_{Σ} liefern kann.

Es sollen die Steinmetzparameter einer Drosselpule bestimmt werden, wie sie etwa in einem netzfreundlichen Gleichrichter (s. Abschnitt 5.2.3) eingesetzt wird. Die Drosselpule hat 47 Windungen auf einem ETD29 Ferritkern aus dem Material N87 mit einem Luftspalt von 2 mm. Der Induktivitätswert beträgt $L = 100 \mu\text{H}$. Die Drosselpule wurde in das Kalorimeter eingebaut und bei verschiedenen Schaltfrequenzen und Stromschwankungsbreiten betrieben. Die gemessenen Differenztemperaturen $\Delta\vartheta$ und die daraus abgeleiteten Gesamtverlustleistungen P_{Σ} (s. Abb. 3) sind in Tab. 10 zusammengefasst.

f_s / kHz	Δi / A	\hat{B} / mT	$\Delta\vartheta$ / °C	P_{Σ} / mW	P_{Cu} / mW	$P_{\text{Fe}\Delta}$ / mW	$P_{\text{Fe-}}$ / mW
50	2,0	59,1	0,9	301	220	81	103
100	2,0	59,1	1,6	515	307	208	265
100	1,1	32,5	0,7	241	191	50	64

Tab. 10: Auswertung der kalorimetrischen Messung von Kernverlusten

Der frequenzabhängige Widerstand der Drosselpule wurde mit einem Impedanzmessgerät bestimmt, der Verlauf ist in Abb. 39 a) dargestellt. Die Kupferverluste P_{Cu} wurden für die gegebenen Schaltfrequenzen f_s , den Schwankungsbreiten Δi des Stromes und dem Strommittelwert $\bar{i} = 1 \text{ A}$ anhand (4.9) berechnet.

Die Steinmetzparameter sind für sinusförmige Flussdichteverläufe definiert, hier liegen aber dreieckförmige Flussdichteverläufe vor. In [SWB+07] wurde ein Formfaktor eingeführt, um den Einfluss des von der Sinusform abweichenden Verlaufes zu berücksichtigen:

$$P_{\text{Fe-}} = \frac{4}{\pi} P_{\text{Fe}\Delta} . \quad (4.24)$$

In der Praxis ist diese Vorgehensweise nicht besonders sinnvoll, da der Formfaktor nur für symmetrische Dreieckssignale entsprechend 50% Einschaltdauer gültig ist.

Dementsprechend müsste abhängig von der Einschaltdauer einen anderen Formfaktor für die Berechnung der Kernverluste verwendet werden und es empfiehlt sich der Einsatz der erweiterten Steinmetzgleichung. Hier kann der Formfaktor aber angewandt werden, um die Leistung passend zu skalieren. Da das Verhältnis der Leistungen zueinander gleich bleibt, hat diese Anpassung nur Einfluss auf den Steinmetzparameter k . Um wie vorher die Leistungsdichte P'_{Fe} zu erhalten, müssen die Kernverlustleistungen $P_{Fe\sim}$ noch durch das Kernvolumen $V_{Fe} = 5,35 \cdot 10^{-6} \text{ m}^3$ geteilt werden (s. Tab. 11).

Nr.	f / kHz	\hat{B} / mT	$P'_{Fe} / \frac{\text{kW}}{\text{m}^3}$
1	50	59,1	19,3
2	100	32,5	12,0
3	100	59,1	49,5

Tab. 11: Verlustdichte für den Kern ETD29, Material N87 in drei Arbeitspunkten anhand kalorimetrischer Messung der Verluste

Hieraus erhält man die Steinmetzparameter:

$$\alpha = 1,35; \beta = 2,37; k = 7,45 \frac{\text{W}}{\text{m}^3 \text{Hz}^\alpha \text{T}^\beta}$$

Im Vergleich zu den vorab mit der elektrischen Messung und der Auswertung des Datenblatts ermittelten Steinmetzparametern fällt auf, dass sich der Parameter α deutlich unterscheidet, was sich auf den Parameter k auswirkt. Die Kernverluste scheinen eine stärkere Abhängigkeit von der Frequenz zu haben während die Abhängigkeit von der Flussdichte nahezu identisch ist. Das kann jedoch darin begründet sein, dass die Kupferverluste für hohe Frequenzen zu niedrig angesetzt sind, weil z.B. durch das Streufeld am Luftspalt auftretende Proximityverluste bei der Widerstandsmessung mit dem Impedanzmessgerät unzureichend berücksichtigt sind. Folglich werden die Kupferverluste in der Bilanz den Kernverlusten zugeschlagen, was zu einem scheinbar höheren Exponenten α führt. Eine mögliche Gegenmaßnahme ist, Kernverluste ausschließlich mit Drosselspulen ohne Luftspalt mit niedriger Windungszahl und großem Kupferquerschnitt, nach Möglichkeit mit Hochfrequenzlitze gewickelt, zu verwenden.

Ein anderes Problem der derzeitigen Messanordnung für kalorimetrische Messungen stellt die fehlende Möglichkeit dar, die Temperatur des Prüflings während des Mess-

vorgangs auf einem definierten Wert zu halten. Absoluter Nullpunkt für die Differenztemperaturmessung ist die Raumtemperatur von in der Regel mehr als 20 °C. Am oberen Ende der Messskala beträgt die Differenztemperatur $\Delta\vartheta$ an der Innenwand des Kalorimeters bereits 15 °C. Bei Prüflingen mit kleinem Volumen kann die Oberflächentemperatur in diesem Fall aber schon 80 °C betragen, die Materialtemperatur im Inneren ist entsprechend noch höher.

\hat{B} / mT	200 kHz	250 kHz	300 kHz
50	51,2 °C	51,1 °C	50,3 °C
100	54,1 °C	57,6 °C	58,1 °C
200	76,8 °C	91,1 °C	104,8 °C

Tab. 12: Kerntemperatur in Abhängigkeit von Frequenz und Flussdichte bei der Messung im Kalorimeter

In Tab. 12 sind die Temperaturen aufgetragen, die bei der kalorimetrischen Messung einer Drosselspule mit einem PQ26/20 Ferritkern des Materials N97 direkt am Kern gemessen wurden.

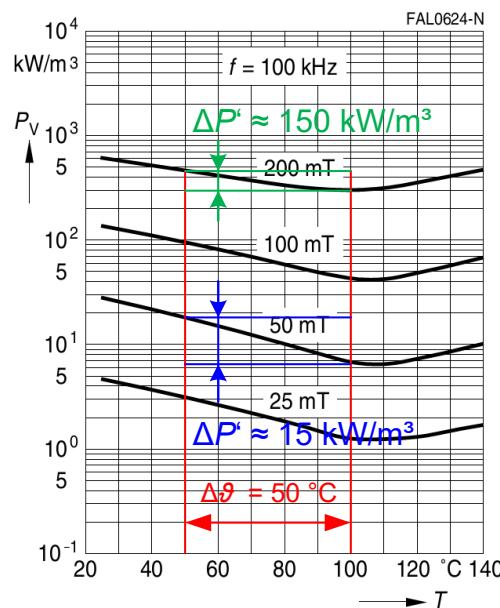


Abb. 48: Temperaturabhängige Verlustdichte für das Material N97 [Epc13]

Der temperaturabhängigen Änderung des Wicklungswiderstandes kann man begegnen, indem der frequenzabhängige Widerstand direkt nach Abschluss der kalorimetrischen Messung mit dem Impedanzmessgerät aufgenommen wird. Da jedoch auch die Kernverluste stark temperaturabhängig sind, können die gemessenen Werte

nicht für die Bestimmung der Steinmetzparameter herangezogen werden. Abb. 48 zeigt die temperaturabhängige Verlustdichte für das Material N97 bei der Frequenz $f = 100$ kHz und verschiedenen Flussdichten; Daten für höhere Frequenzen liegen leider nicht vor. Die Kernverluste erreichen bei ca. 100 °C ihr Minimum. Es ist klar ersichtlich, dass die bei 50 °C gemessenen Verluste für die Flussdichte $\hat{B} = 50$ mT nicht mit den bei 100 °C gemessenen Verlusten für die Flussdichte $\hat{B} = 200$ mT in Relation gesetzt werden können, um den Steinmetzparameter β zu bestimmen. Um aber eine derartige Beeinflussung durch die Temperatur auszuschließen, müsste man die Kerntemperatur unabhängig von der auftretenden Verlustleistung konstant halten. Das ist bei Beibehaltung der eingesetzten Messmethode nur durch die Ergänzung um eine Klimakammer oder, als einfachere Variante, einer Gefriertruhe für die Absenkung der Außentemperatur des Kalorimeters zu erreichen. Eine der Realität entsprechende Temperaturverteilung, mit all ihren Auswirkungen auf die Kernverluste, kann dennoch nicht garantiert werden.

5. Konverter mit Halbleitern großer Bandlücke

5.1 Einstufiger, nichtisolierender DC-DC Wandler

GaN-HEMT sind mittlerweile für einen großen Spannungsbereich verfügbar [JRA+14]. Durch ihr exzellentes Reverse-Recovery Verhalten und geringen Kanalwiderstand eignen sie sich hervorragend für hart geschaltete Konverter wie etwa Tiefsetzsteller in Spannungsbereich < 100 V [GA16]. Bei hohen Schaltfrequenzen kann das Bauvolumen der Drosselspule im Tiefsetzsteller deutlich reduziert werden. Zur Verringerung der Wicklungsverluste ist unter Umständen eine Kombination aus Volldraht und Litze sinnvoll, etwa wenn der Strom durch die Drosselspule einen hohen Gleichanteil, überlagert mit einem kleinen, hochfrequenten Wechselanteil aufweist. Spulenströme mit hohem Gleichanteil erfordern Kupferlackdrähte mit großem Querschnitt, um die Wicklungsverluste gering zu halten. Beim Betrieb mit hohen Schaltfrequenzen muss zur Reduzierung von Skin- und Proximityeffekt häufig Hochfrequenzlitze eingesetzt werden (vgl. Abschnitt 4.1.1). Eine Hochfrequenzlitze besteht aus einem Bündel dünner Kupferlackdrähte, die untereinander durch eine Lackschicht isoliert sind. Durch die Lackschichten und die eingeschlossene Luft besitzt Hochfrequenzlitze einen vergleichsweise kleinen Kupferfüllfaktor, dementsprechend ist auch der Querschnitt gegenüber Vollmaterial reduziert. Daher kam die Idee auf, anstatt ausschließlich Volldraht oder Hochfrequenzlitze zu verwenden, eine gemischte Wicklung aus beiden aufzubauen [SBD16] (siehe Abb. 49).

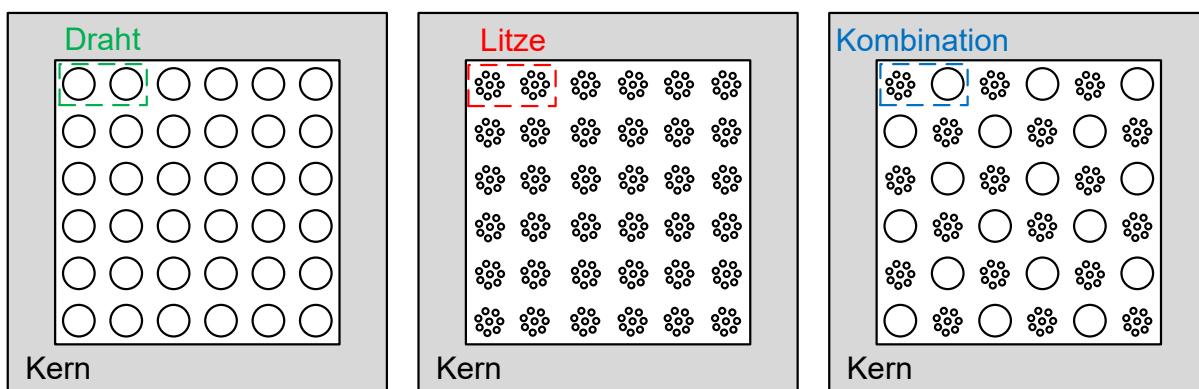


Abb. 49: Schematischer Aufbau der Wicklung mit Volldraht, Hochfrequenzlitze und einer Mischung aus beiden Materialien

Die gemischte Wicklung erreicht einen höheren Kupferfüllfaktor als eine Wicklung mit Hochfrequenzlitze und stellt hinsichtlich des frequenzabhängigen Widerstandes einen Kompromiss dar. Für die nähere Untersuchung des Konzepts wurden drei Spulen mit den entsprechenden Wicklungskonzepten entworfen und aufgebaut (s. Abb. 51 b)).

	Litze	Draht	Kombination
Kern	E20/10/6 aus Ferritmaterial N87		
Luftspaltlänge	$l_d = 0,5 \text{ mm}$		
Windungszahl	$N = 22$		
Induktivitätswert	$L = 48 \mu\text{H}$		
Windungskonfiguration	2x40x0,1 mm	2x0,7 mm	(0,7 + 40x0,1) mm
Kupferquerschnittsfläche	0,62 mm^2	0,76 mm^2	0,69 mm^2

Tab. 13: Eigenschaften der Drosselspulen mit verschiedenen Wicklungskonfigurationen

Kernbauform, Kernmaterial, Windungszahl und Luftspaltlänge der Spulen sind identisch (s. Tab. 13). Folglich sind auch der Induktivitätswert und der zeitliche Verlauf des magnetischen Flusses durch den Kern identisch, so dass Unterschiede in der Verlustleistung der Drosselspulen ausschließlich auf die Wicklungsverluste zurückzuführen sind.

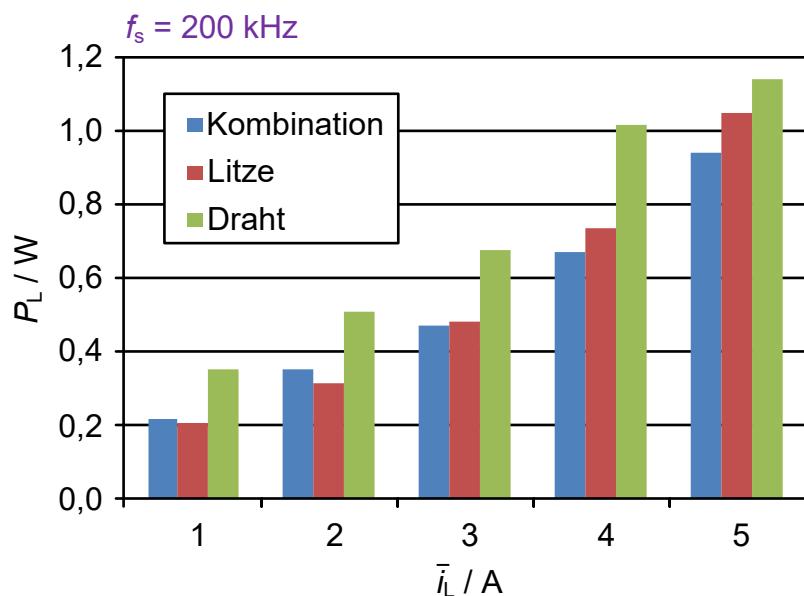


Abb. 50: Verluste P_L der Drosselspulen bei der Schaltfrequenz $f_S = 200 \text{ kHz}$ für verschiedene Strommittelwerte \bar{I}_L

Die Verluste der Spulen wurden im Kalorimeter bei unterschiedlichen Strommittelwerten und Frequenzen gemessen (s. Abb. 50) [BAB17]. Es zeigte sich, dass der Volldraht trotz des größten Querschnitts in allen Arbeitspunkten die höchsten Verluste aufweist. Die Hochfrequenzlitze erreicht bei kleinen Strommittelwerten die geringsten Verluste, also genau dann, wenn der hochfrequente Anteil dominant ist. Beim größten betrachteten Strommittelwert $\bar{I}_L = 5 \text{ A}$ werden die geringsten Wicklungsverluste durch die Spule mit gemischter Wicklung erzielt. Je nach Schaltfrequenz liegt die Reduktion der Verluste bei 7,6 % bis 9,8 %. Damit wurde gezeigt, dass die gemischte Wicklung eine mögliche Alternative in bestimmten Anwendungen beim Betrieb mit hohen Schaltfrequenzen darstellt.

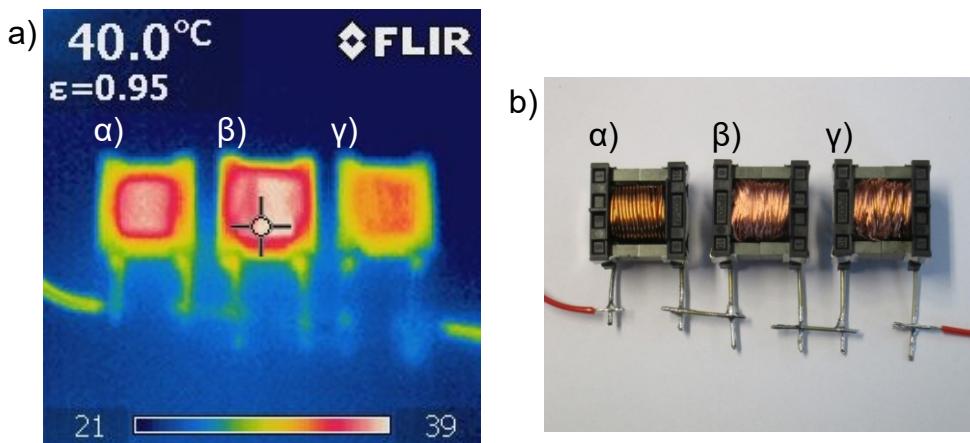


Abb. 51: a) Vergleich der Oberflächentemperatur der Drosselspulen
 b) Reihenschaltung, Strommittelwert $\bar{I}_L = 5 \text{ A}$, Stromschwankung $\Delta I_L = 0,75 \text{ A}$; α) Draht β) Litze γ) Kombination

Um die mögliche Wirkungsgradsteigerung durch den Einsatz der Drosselspule mit gemischter Wicklung zu bewerten, wurde ein Zweiquadrantensteller für den Betrieb als Tiefsetzsteller unter Verwendung eines bewährten Layouts auf einer Platine aufgebaut [BFB18] (s. Abb. 53). Als Halbleiterschalter wurden Niedervolt GaN-HEMT vom Typ GS61008P verwendet. Diese weisen bei einer Sperrspannung von max. 100 V einen recht kleinen Kanalwiderstand $R_{DSon} = 7 \text{ m}\Omega$ auf.

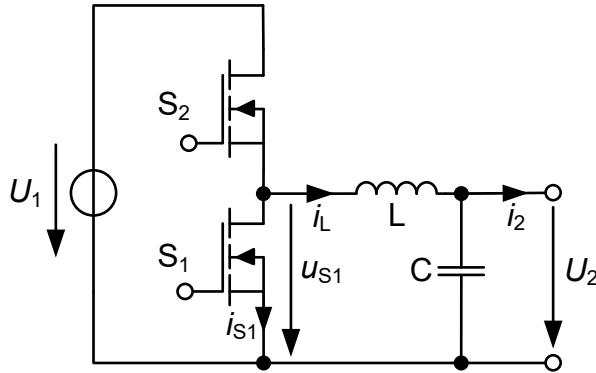


Abb. 52: Zweiquadrantensteller mit Drosselspule L

Um die gleichen Stromverläufe in den Drosselspulen wie in der vorherigen Untersuchung zu erhalten, wurde die Schaltfrequenz f_s auf 200 kHz und das Tastverhältnis D auf 50 % eingestellt. Mit diesen Werten beträgt die Stromschwankung Δi_L in der Drosselspule:

$$\Delta i_L = \frac{D}{f_s} \cdot \frac{U_1 - U_2}{L} = \frac{0,5}{200 \text{ kHz}} \frac{12 \text{ V}}{40 \mu\text{H}} = 0,75 \text{ A}. \quad (5.1)$$

Die Eingangsspannung wird von einem Labornetzteil eingespeist und kann als konstant angesehen werden. Unter Belastung muss das Tastverhältnis zum Halten der Ausgangsspannung geringfügig angepasst werden. Dennoch bleibt die Stromschwankung über alle vermessenen Arbeitspunkte bei ziemlich genau 0,75 A, nur der Strommittelwert ändert sich in Abhängigkeit zur Last:

$$\bar{i}_L = I_2 = \frac{P_2}{U_2}. \quad (5.2)$$

Bei der Inbetriebnahme zeigte sich, dass die Verluste in den Transistoren bei den betrachteten Lastströmen I_2 von maximal 5 A so gering sind, dass bereits die Kupferflächen auf der Platine zur Kühlung ausreichen und kein weiterer Kühlkörper benötigt wird. Dies unterstreicht die hohe Leistungsdichte, die sich durch die Verwendung von GaN-HEMT erreichen lässt.

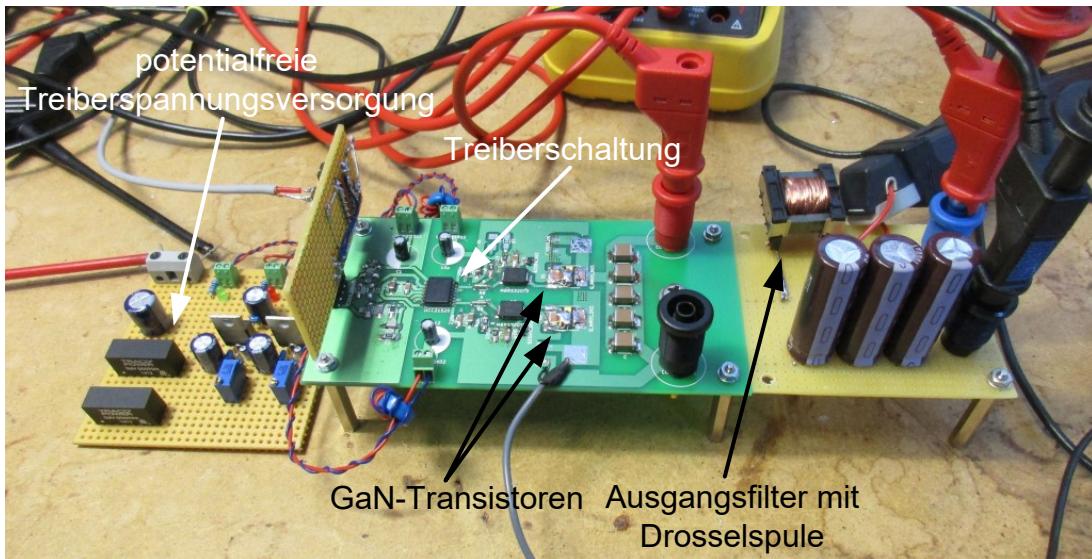


Abb. 53: Versuchsaufbau einstufiger, nichtisolierender DC-DC Wandler

Die drei Drosselspulen wurden nacheinander in den Konverter eingebaut und der Wirkungsgrad in verschiedenen Arbeitspunkten mit Ausgangsleistungen P_2 von etwa einem Watt bis maximal 60 W gemessen, wobei die Eingangsspannung $U_1 = 24$ V und die Ausgangsspannung $U_2 = 12$ V betrug. Um Temperatureinflüsse zu vermeiden, wurde die Last stets nur für wenige Sekunden zur Aufnahme der Messwerte eingeschaltet und danach der Konverter für etwa eine halbe Minute bei Nulllast betrieben.

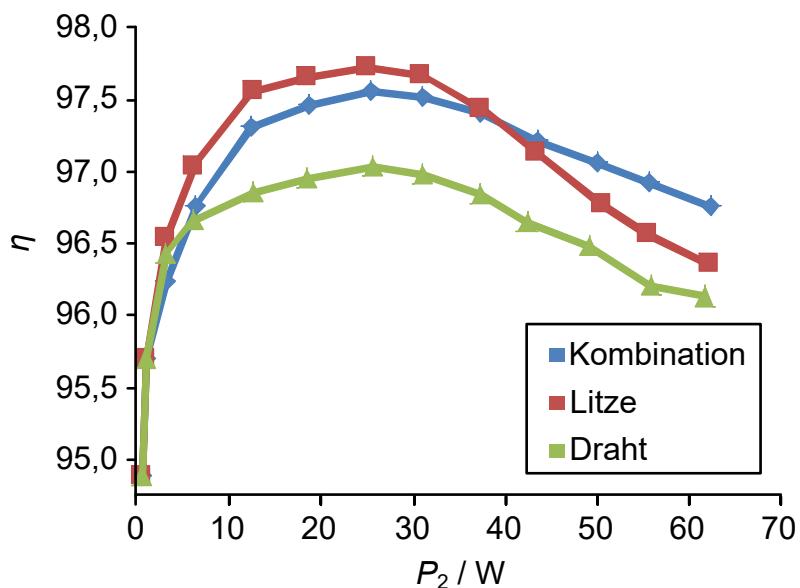


Abb. 54: Wirkungsgradverläufe des Zweiquadrantenstellers mit drei unterschiedlichen Drosselspulen

Die Wirkungsgradverläufe sind in Abb. 54 aufgetragen. Bei Ausgangsleistungen von weniger als fünf Watt ist der Wirkungsgrad aller drei Varianten in etwa gleich, weil hier die Schaltverluste, die aufgrund der Ausgangskapazitäten der Schalter auch schon bei Nulllast auftreten, dominierend sind. Ab einer Ausgangsleistung von etwa 5 W entsprechend einem Laststrom von 0,4 A ist der Mittelwert des Spulenstromes stets größer als die halbe Stromschwankung. Daher fließt der Spulenstrom nur noch in positive Richtung und der untere Schalter S_1 wird nicht mehr unter Nullspannung eingeschaltet (vgl. Abb. 55). In der Folge nehmen die Schaltverluste zu, was sich in einem Abfallen der Steigung der Wirkungsgradverläufe äußert. Der hochfrequente Wechselanteil des Spulenstromes ist gegenüber dem Gleichanteil in diesem Bereich noch sehr dominant. Der Konverter mit der Drosselpule, die ausschließlich mit Hochfrequenzlitze gewickelt wurde, weist aufgrund ihres geringen Widerstandes bei hohen Frequenzen den höchsten Wirkungsgrad auf, dicht gefolgt vom Konverter mit der Drosselpule mit gemischter Wicklung. Die Drosselpule aus Volldraht kann in diesem Bereich nicht von ihrem geringen Gleichstromwiderstand profitieren, daher ist der Wirkungsgrad dieses Konverters am geringsten. Mit steigender Ausgangsleistung steigt auch der Mittelwert des Ausgangsstromes. Alle drei Varianten erreichen bei einer Ausgangsleistung von etwa 25 W ihren maximalen Wirkungsgrad. Bei etwa 40 W Ausgangsleistung treffen sich die Kurven der Konverter mit der Drosselpule aus Hochfrequenzlitze und der Drosselpule mit gemischter Wicklung, der von nun an den höchsten Wirkungsgrad hat. Bei maximaler Ausgangsleistung 60 W erzielt der Konverter mit der Drosselpule mit gemischter Wicklung einen Wirkungsgrad von 96,7 %. Die anderen Konverter liegen 0,4 % (Litze) bzw. 0,6 % (Volldraht) darunter. Die zunehmenden Verluste der Drosselpule mit Hochfrequenzlitze sind auch darin begründet, dass aufgrund der vielen Lackschichten und der eingeschlossenen Luft zwischen den Einzeldrähten der thermische Widerstand vom Wicklungsanfang bis zur Oberfläche relativ groß ist [JB13] (s. Abb. 51 a)). Daher erwärmt sich die Wicklung in den inneren Lagen stärker als z.B. bei der Drosselpule mit Volldraht und der ohmsche Widerstand der Litze nimmt aufgrund des positiven Temperaturkoeffizienten des Kupfers unter Belastung am meisten zu.

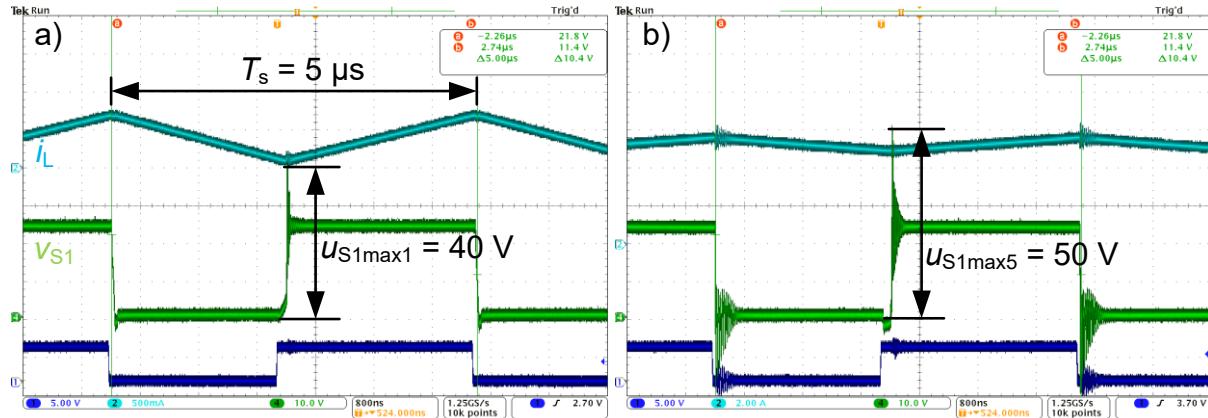


Abb. 55: Spulenstrom i_L und Schalterspannung u_{S1} für Ausgangsstrom i_{aus} a) 1 A
b) 5 A

Nachdem die Drosselverluste P_L für die Strommittelwerte $\bar{i}_L = \{1, 2, 3, 4, 5\}$ A bereits mit der kalorimetrischen Messung bestimmt wurden, wurde der Versuch unternommen, aus den Gesamtverlusten $P_V = P_1 - P_2$ der Schaltung die Schaltverluste zu isolieren. Dadurch kann indirekt auch die Korrektheit der kalorimetrischen Messung nachgewiesen werden, denn die Schaltverluste sollten vom Aufbau der jeweiligen Drosselspule unabhängig sein. Neben der Wicklungskapazität zählt hier hauptsächlich der Induktivitätswert, der nahezu identisch ist ($L = 48 \mu H \pm 5 \mu H$). Die Durchlassverluste der Transistoren sind zwar im Vergleich zu den Durchlassverlusten der Drosselspulen gering (Transistor GS61008P $R_{DSon} \approx 7 m\Omega$, Drosselspulen $R_0 = 17 \dots 25 m\Omega$), können aber leicht berechnet werden. Der Spulenstrom fließt immer abwechselnd durch den Kanal einer der beiden Transistoren, außer während der Wechselperrzeit T_i . Solange beide Transistoren ausgeschaltet sind, fließt der Strom durch eine der beiden Inversdioden. Bei GaN-HEMT ist die Schleusenspannung U_F der Inversdiode abhängig von der angelegten Gate-Source-Spannung u_{GS} . Laut Datenblatt des Transistors GS61008P [GaN16] beträgt die Schleusenspannung $U_F = 2 V$, wenn im abgeschalteten Zustand die Spannung $u_{GS} = 0 V$ zwischen Gate und Source anliegt. Unter Berücksichtigung der Wechselperrzeit $T_i = 80 ns$ berechnen sich die Durchlassverluste durch die Transistoren zu:

$$P_D = \frac{T_s - 2T_i}{T_s} I_L^2 R_{DSon} + \frac{2T_i}{T_s} U_F \bar{i}_L . \quad (5.3)$$

Die Treiberschaltungen wurden durch eine separate Spannungsquelle versorgt und tragen somit nicht zu den gemessenen Schaltungsverlusten bei. Die Schaltverluste ergeben sich aus der Leistungsbilanz:

$$P_S = P_V - P_L - P_D . \quad (5.4)$$

Die Schaltverluste der einzelnen Schalter, aufgeteilt auf den Ein- und Ausschaltvorgang kann natürlich nicht identifiziert werden, es ist allenfalls möglich, die Gesamtschaltverluste $E_{S\Sigma}$ auszurechnen. Geteilt durch die Schaltfrequenz ergibt sich für die Gesamtschaltverluste in Abhängigkeit zum Mittelwert des Spulenstroms:

$$E_{S\Sigma}(\bar{i}_L) = \frac{P_V(\bar{i}_L) - P_L(\bar{i}_L, f_S) - P_D(\bar{i}_L)}{f_S} . \quad (5.5)$$

Abb. 56 zeigt die Ergebnisse für alle drei Drosselspulen im Vergleich. Obwohl die Werte aus unterschiedlichen Messungen mit ihren individuellen Fehlerquellen entstanden sind (Drosselspulenverluste P_L aus kalorimetrischer Messung, Schaltungsverluste P_V aus elektrischer Messung) liegen die Werte recht nahe zusammen.

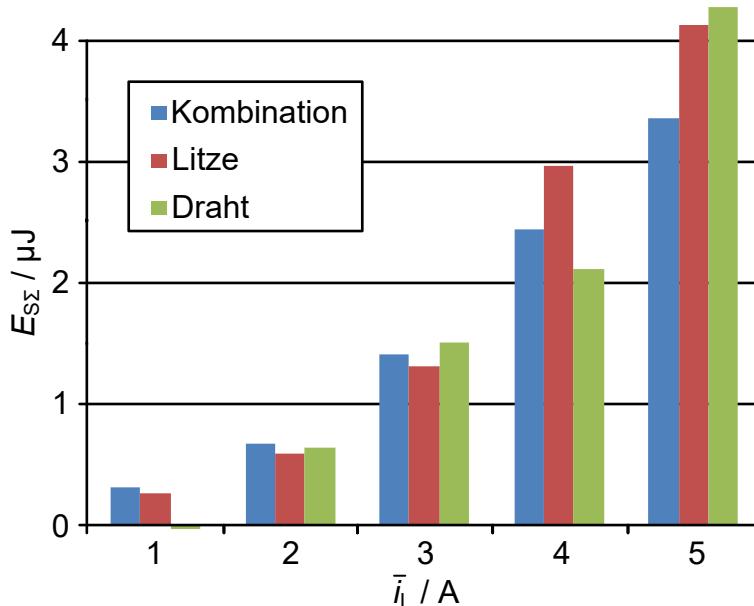


Abb. 56: Aus der Leistungsbilanz bestimmte Gesamtschaltverluste $E_{S\Sigma}$ für verschiedene Spulenströme \bar{i}_L

Die Schaltverlustarbeiten für einen Strommittelwert für die drei unterschiedlichen Drosselspulen zeigen eine geringere Abweichung als der Vergleich zwischen den verschiedenen Strommittelwerten. Das deutet darauf hin, dass die Verluste korrekt

gemessen wurden und man tatsächlich einen Rückschluss auf die entstehenden Schaltverluste ziehen kann. Beim Strommittelwert $\bar{i}_L = 1$ A sind die Gesamtschaltverluste für die Drosselspule mit Voldraht scheinbar Null. Das ist darauf zurückzuführen, dass bei kleinen Ausgangsströmen der obere Schalter S_2 noch nahezu bei Nullspannung eingeschaltet wird und somit nur geringe Schaltverluste verursacht.

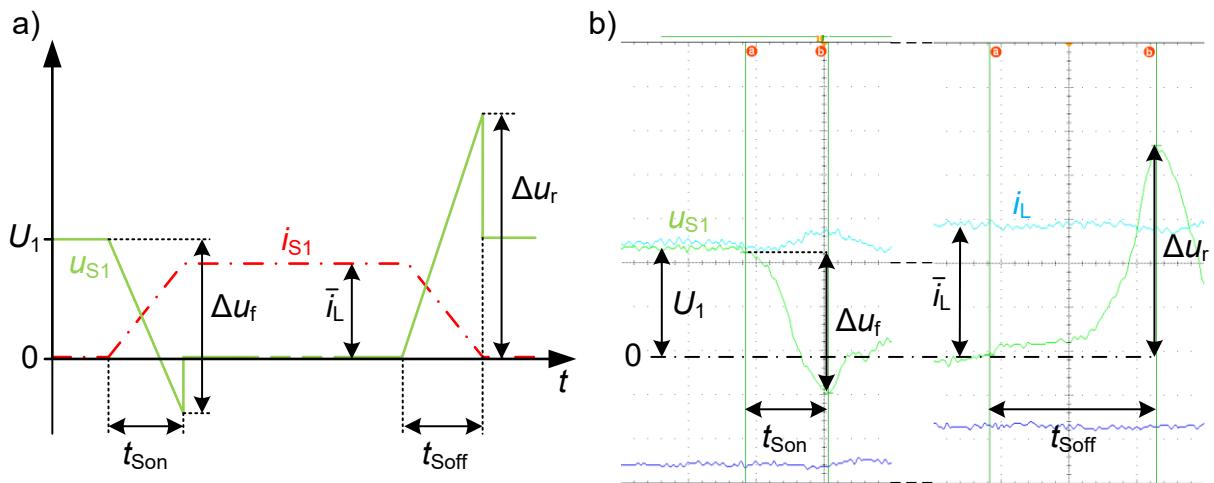


Abb. 57: a) Idealisierter und b) gemessener Spannungsverlauf am Schalter S_1

Dagegen wirkt sich ein Fehler in den Verlusten der Drosselspule hier stärker aus. Ab Strommittelwerten $i_L \geq 2$ A liegt hartes Schalten für beide Schalter vor.

Die Platine mit dem Zweiquadrantensteller lässt leider keine direkte elektrische Vermessung der Schaltverluste mit dem Doppelpulsversuch zu, weil es keine Möglichkeit gibt, einen Sensor zur Messung der Schalterströme einzubauen. Daher wurde eine Abschätzung der Schaltverluste anhand des mittleren Stromes \bar{i}_L , der Spannungsdifferenzen Δu_f , Δu_r und den gemessenen Schaltzeiten t_{Son} , t_{Soff} für den Ein- und Ausschaltvorgang getroffen (s. Abb. 57) [GGY+15].

\bar{i}_L / A	t_{Son} / ns	Δu_f / V	t_{Soff} / ns	Δu_r / V	$E_{S\Sigma,c}$ / μJ	$\bar{E}_{S\Sigma,m}$ / μJ
2	12,0	29,0	21,0	48,0	0,91	0,63
3	12,2	32,0	22,9	48,0	1,49	1,40
4	12,3	38,0	24,7	48,0	2,21	2,50
5	12,6	43,0	27,0	48,0	3,07	3,92

Tab. 14: Schaltzeiten t_{Son} , t_{Soff} , Spannungsdifferenzen Δu_f , Δu_r und die berechneten Schaltverluste $E_{S\Sigma,c}$ in Abhängigkeit zum mittleren Strom \bar{i}_L , als Vergleich die gemittelten Schaltverluste $\bar{E}_{S\Sigma,m}$ aus der Leistungsbilanz

Unter der Annahme, dass der Schalter S_2 den invertierten Spannungsverlauf von Schalter S_1 erfährt, berechnet sich die Summe der Schaltverluste aus (vgl. Gl. (3.18), (3.19)):

$$E_{S\Sigma,c} = 2 \cdot \frac{1}{6} \bar{i}_L (\Delta u_f t_{Son} + \Delta u_r t_{Soff}) . \quad (5.6)$$

Die gemessenen Schaltzeiten und Spannungen (s. Anhang A.3) sowie die daraus berechneten Schaltverluste $E_{S\Sigma,c}$ sind in Tab. 14 aufgetragen. Für den Vergleich wurde für die aus der Leistungsbilanz bestimmten Schaltverluste der Mittelwert $\bar{E}_{S\Sigma,m}$ gebildet (s. Abb. 58). Der Wert für den kleinsten Strommittelwert $\bar{i}_L = 1 \text{ A}$ liegt im Bereich des Messfehlers, was für den Volldraht zu scheinbar negativen Schaltverlusten führt (vgl. Abb. Abb. 56) und wurde daher im Vergleich ausgelassen.

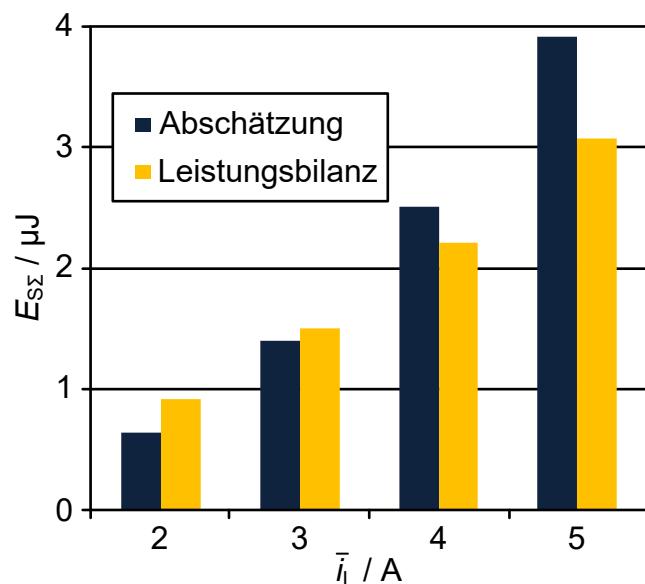


Abb. 58: Vergleich der aus der Abschätzung und der Leistungsbilanz bestimmten Schaltverluste

Aufgrund der Streuinduktivität in der Schaltmasche treten bei den Schaltvorgängen eine Überspannung und ein Oszillieren der Spannung am Schalter auf. Die Überspannung wurde bei der Abschätzung berücksichtigt, hieraus erklärt sich die zunehmende Steigerung bei höheren Lastströmen. Insgesamt ist die Abschätzung der Schaltverluste ohne Messung des Schalterstromes als Notbehelf zu sehen. Die Halbleiterverluste können jedoch aus den Gesamtverlusten eines Tiefsetzstellers separiert werden, wenn ein exaktes Verlustmodell für die Drosselpule vorliegt, welches

beispielsweise durch eine kalorimetrische Messung in ausreichend vielen Arbeitspunkten gewonnen wurde.

5.2 Netzfreundliche Gleichrichter

5.2.1 Verlustmodell für netzfreundliche Gleichrichter

Um die Wechselspannung aus dem Stromnetz gleichzurichten, wird traditionell eine passive Gleichrichterschaltung bestehend aus einer Diodenbrücke mit einem Kondensator zur Glättung der Spannung verwendet (s. Abb. 59). Da der Kondensator nur geladen wird, wenn der Betrag der Netzspannung höher als die Spannung am Kondensator ist, fließt nur für kurze Zeit ein Ladestrom in den Kondensator (s. Abb. 60).

Die Dauer des Stromflusses wird über den Stromflusswinkel Φ definiert:

$$\Phi = \varphi(t_2) - \varphi(t_1) = \frac{360^\circ}{T_N} (t_2 - t_1). \quad (5.7)$$

Hierbei gibt T_N die Dauer einer Netzperiode an, im mitteleuropäischen Netz beträgt

$$T_N = \frac{1}{50 \text{ Hz}} = 20 \text{ ms}.$$

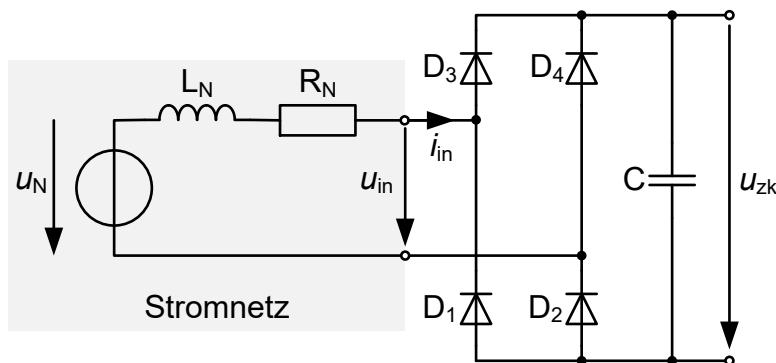


Abb. 59: Passive Gleichrichterschaltung am Stromnetz mit Netzimpedanz

Unter Berücksichtigung der Netzimpedanz, die hier durch die Induktivität L_N und den Widerstand R_N repräsentiert wird, führt dieses stark nichtlineare Verhalten zu einer erheblichen Verzerrung der Eingangsspannung u_{in} . Die dadurch hervorgerufenen Oberschwingungen führen zu unerwünschten und teilweise unzulässigen Netzrückwirkungen. Die einzuhaltenden Grenzwerte sind in der Norm EN61000-3-2 [EN05] definiert. Zur Vermeidung von Oberschwingungen werden aktive netzfreundliche Gleichrichterschaltungen, die häufig als PFC-Gleichrichter bezeichnet werden, eingesetzt. Der Leistungsfaktor λ gibt das Verhältnis zwischen Wirkleistung P und Scheinleistung S an:

$$\lambda = \frac{P}{S}. \quad (5.8)$$

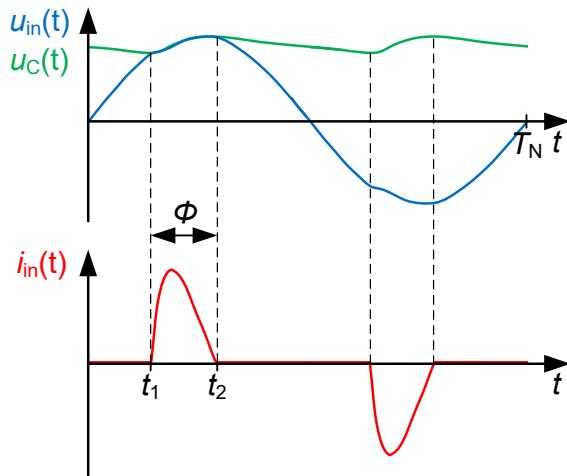


Abb. 60: Eingangsspannung u_{in} und -strom i_{in} sowie die Kondensatorspannung u_C beim passiven Diodengleichrichter

Die Grundidee beim PFC-Gleichrichter ist es, den Eingangsstrom des Gleichrichters dem Eingangsspannungsverlauf nachzuführen, sodass sich das Gerät am Netz wie ein ohmscher Widerstand verhält [Ros94]. So lässt sich die Verzerrungsblindleistung D , auf ein Minimum reduzieren.

$$S^2 = P_1^2 + Q_1^2 + D^2 \text{ mit } D^2 = \sum Q_m^2, m \geq 2. \quad (5.9)$$

Im einfachsten Fall besteht ein PFC-Gleichrichter aus einer Diodenbrücke mit einem nachgeschalteten Hochsetzsteller, der die Eingangsspannung auf eine höhere Zwischenkreisspannung umsetzt (s. Abb. 61). Dabei muss die Zwischenkreisspannung höher als der Scheitelwert der Netzspannung liegen. Ein typischer Wert für die Zwischenkreisspannung ist $u_{ZK} = 400$ V. Der Verzicht auf die Gleichrichterbrücke ist eine wichtige Option, um den Wirkungsgrad des PFC-Gleichrichters zu erhöhen (brückenloser Betrieb). Durch diese Maßnahme wird die Anzahl der Halbleiter im Strompfad von drei auf zwei reduziert, was zu einer Verringerung der Durchlassverluste führt.

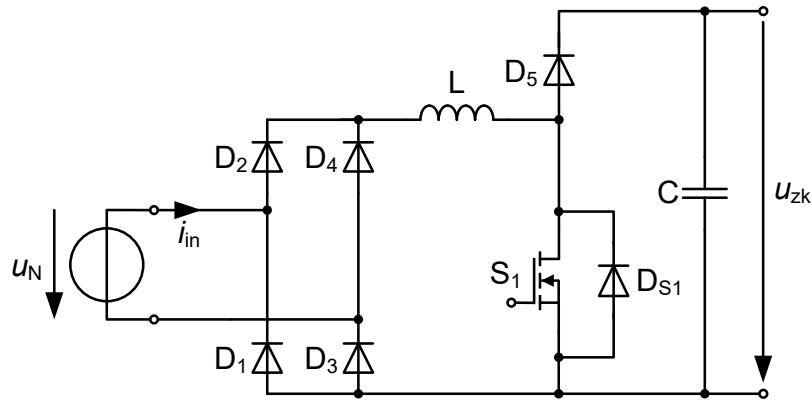


Abb. 61: PFC-Gleichrichter mit Diodenbrücke und Hochsetzsteller

In [HJJ08] werden die Eigenschaften verschiedener brückenloser PFC-Gleichrichter diskutiert. Hierbei stellt der sogenannte Totem-Pole PFC-Gleichrichter (s. Abb. 62) die aussichtsreichste Variante hinsichtlich Durchlassverlusten, Bauteilanzahl und EMV-Verhalten dar.

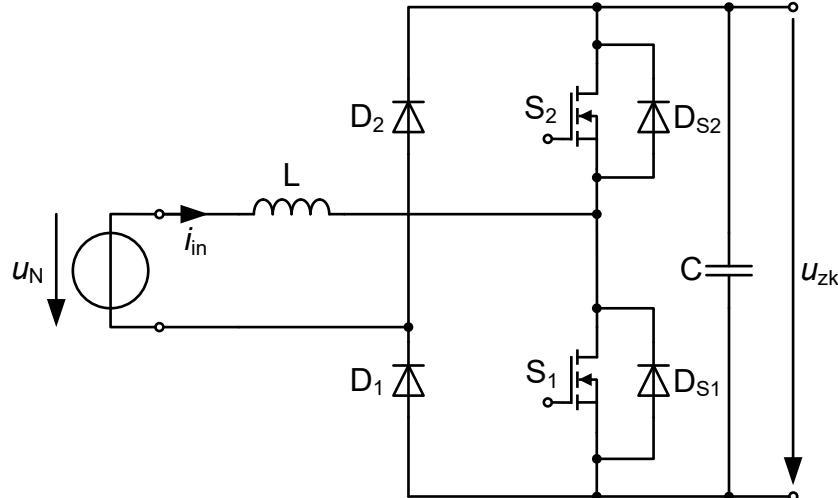


Abb. 62: Brückenloser Totem-Pole PFC-Gleichrichter

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein numerisches Verlustmodell für den Totem-Pole PFC-Gleichrichter in Form eines Matlab-Skriptes entwickelt. Das Modell berücksichtigt die Durchlass- und Schaltverluste der Halbleiter und die Windungs- und Kernverluste der PFC-Drosselspule.

Der Verlauf der Eingangsspannung ergibt sich aus der Netzfrequenz f_N und dem Scheitelwert der Netzspannung \hat{U}_N :

$$u_N(t) = \hat{U}_N \cdot \sin(2\pi f_N t) . \quad (5.10)$$

Für die Modellierung wird zunächst für jede Schaltperiode des Hochsetzstellers das nötige Tastverhältnis $d(t)$ berechnet (s. Abb. 63 a)), um vom Momentanwert der Eingangsspannung $u_N(t)$ auf die konstante Zwischenkreisspannung $u_{zk} = 400$ V heraufzusetzen:

$$d(t) = 1 - \frac{u_N(t)}{u_{zk}} . \quad (5.11)$$

Um einen rein ohmschen Lastwiderstand zu emulieren, müsste auch der Verlauf des Eingangsstromes i_{in} sinusförmig sein. Bedingt durch die Schaltvorgänge im Hochsetzsteller und dem endlichen Induktivitätswert der PFC-Drosselspule ist dem Eingangsstrom ein höherfrequenter, dreieckförmiger Strom überlagert.

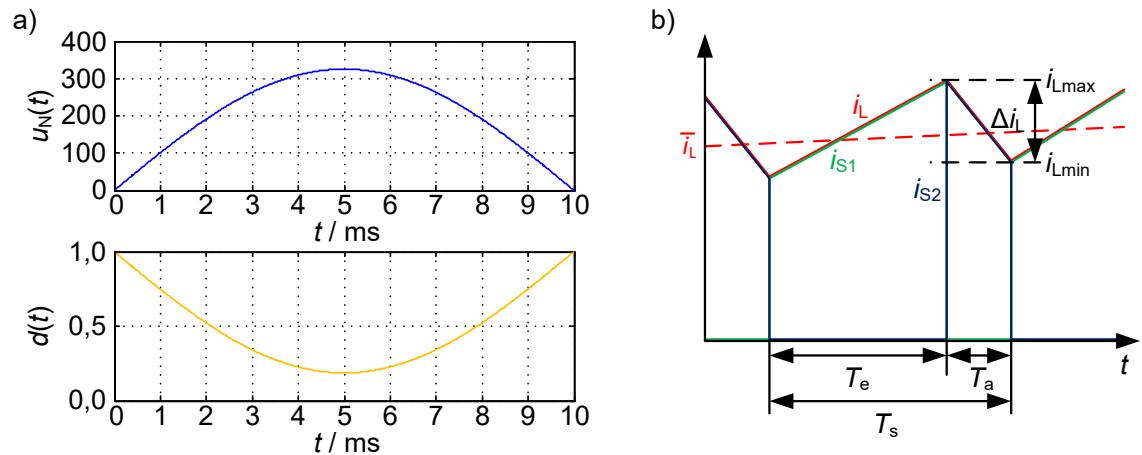


Abb. 63: a) Eingangsspannung u_N und Tastverhältnis d b) Spulenstrom i_L und Schalterströme i_{S1}, i_{S2} während einer Schaltperiode T_s

Die Schwankungsbreite des Spulenstromes Δi_L kann aus dem Tastverhältnis $d(t)$, der Schaltperiodendauer T_s , dem Induktivitätswert L der PFC-Drosselspule und der Zwischenkreisspannung u_{zk} bestimmt werden:

$$\Delta i_L(d(t)) = (1 - d(t))T_s \frac{u_{zk}}{L} . \quad (5.12)$$

Die Schaltfrequenz f_s ist um Dekaden höher als die Netzfrequenz f_N , sodass der Anfangs- und Endwert des Spulenstromes in einer Schaltperiode näherungsweise identisch ist. Somit folgt für den Minimalwert i_{Lmin} bzw. für den Maximalwert i_{Lmax} des Spulenstroms in der n -ten Schaltperiode:

$$i_{L\min}(n) = i_{in} - \frac{1}{2}\Delta i_L(d(t(n))), \quad (5.13)$$

$$i_{L\max}(n) = i_{in} + \frac{1}{2}\Delta i_L(d(t(n))). \quad (5.14)$$

Anhand dieser Werte können nun die Schaltverluste der Transistoren berechnet werden. Bei positiver Eingangsspannung schaltet der Transistor S_1 , beim Minimalwert des Spulenstroms ein und beim Maximalwert aus, während der Transistor S_2 beim Maximalwert des Spulenstroms einschaltet und beim Minimalwert ausschaltet. Die Einschaltverluste E_{Son} und Ausschaltverluste E_{Soff} der Transistoren und die Ausschaltverluste der Inversdiode E_{Doff} wurden vorab für verschiedene Schalterströme i_S mit dem Doppelpulsversuch gemessen und als Polynom zweiter Ordnung approximiert:

$$E_{Son}(i_S) = a_2 i_S^2 + a_1 i_S + a_0, \quad (5.15)$$

$$E_{Soff}(i_S) = b_2 i_S^2 + b_1 i_S + b_0, \quad (5.16)$$

$$E_{Doff}(i_D) = c_2 i_D^2 + c_1 i_D + c_0. \quad (5.17)$$

Für eine halbe Periodendauer $T_N / 2$ der Netzspannung ergibt sich die Verlustleistung einer Halbbrücke aus der Summation der Schaltverluste:

$$P_S = \frac{2}{T_N} \sum_{n=1}^k E_{Son}(i_{L\min}(n)) + E_{Soff}(i_{L\max}(n)) + E_{Doff}(i_{L\min}(n)). \quad (5.18)$$

Der Spulenstrom fließt immer abwechselnd durch einen der zwei Transistoren in einer Halbbrücke. Daher lassen sich die Durchlassverluste der Transistoren P_{DS} aus dem Effektivwert des Spulenstromes und dem Kanalwiderstand R_{DSon} im eingeschalteten Zustand bestimmen:

$$P_{DS} = R_{DSon}(I_{s1}^2 + I_{s2}^2) = R_{DSon}I_L^2. \quad (5.19)$$

Auch auf Seiten der Netzgleichrichterdioden D_1, D_2 teilt sich der Spulenstrom so auf, dass immer eine der beiden Dioden leitet. Mit der Schwellenspannung U_f und dem differenziellen Widerstand r_D ergeben sich die Durchlassverluste der Netzgleichrichterdioden P_{DG} aus dem Effektivwert I_L und dem Mittelwert \bar{I}_L des Spulenstromes:

$$P_{DG} = U_f \bar{I}_L + r_D I_L^2. \quad (5.20)$$

Die Wicklungsverluste P_{Cu} der PFC-Drosselpulen werden aus dem Spektrum des Spulenstromes und dem frequenzabhängigen Widerstand der Wicklung berechnet. Im Spektrum treten die Netzfrequenz f_N sowie die Schaltfrequenz f_s und deren Vielfache auf:

$$P_{Cu} = R_{Cu}(f_N)I_L^2(f_N) + \sum_{m=1}^{\infty} R_{Cu}(m \cdot f_s)I_L^2(m \cdot f_s). \quad (5.21)$$

Mit den bekannten Eigenschaften der PFC-Drosselpule kann der Verlauf der magnetischen Flussdichte $b_L(t)$ aus dem Spulenstrom $i_L(t)$ berechnet werden. Parameter sind die Windungszahl N , die Länge der Luftspule l_δ , die mittlere Eisenweglänge l_{Fe} und die relative Permeabilität μ_r des Kerns (s. Anhang A.2):

$$b_L(t) = \frac{\mu_0 N}{l_{Fe} + l_\delta} \cdot i_L(t). \quad (5.22)$$

Für Flussdichteverläufe mit abschnittsweise rampenförmigen Verläufen, wie sie im Hochsetzsteller vorliegen, werden die Kernverluste mit der erweiterten Steinmetzgleichung berechnet. Mit der Einschaltzeit $T_e(n) = d(n)T_s$, der Ausschaltzeit $T_a(n) = (1-d(n))T_s$ und der Schwankungsbreite der Flussdichte $\Delta B(n) = b_{L\max}(n) - b_{L\min}(n)$ ergeben sich die Kernverluste zu:

$$P_{Fe} = \frac{2}{T_N} \frac{V_{Fe} k_i}{T_s} \sum_{n=1}^k (\Delta B(n))^{\beta-\alpha} \left(\left| \frac{\Delta B(n)}{T_e(n)} \right|^\alpha T_e(n) + \left| \frac{\Delta B(n)}{T_a(n)} \right|^\alpha T_a(n) \right). \quad (5.23)$$

Im Folgenden werden drei netzfreundliche Gleichrichter betrachtet:

- Totem-Pole-PFC mit SiC-MOSFET, einphasig, 3 kW Ausgangsleistung
- Boost-PFC mit GaN-Transistor, einphasig, 1 kW Ausgangsleistung

- Totem-Pole-PFC mit fünf verschiedenen GaN-Transistoren, einphasig, 3 kW Ausgangsleistung

5.2.2 Netzfreundlicher Gleichrichter mit SiC

Aufgrund des Schaltverhaltens von Si-MOSFETs, insbesondere dem Rückstromverhalten der inhärenten Bodydiode beim Abschaltvorgang, ist es nicht sinnvoll, diesen Schaltertyp hartschaltend im stromkontinuierlichen Betrieb zu nutzen. Daher wurden Konzepte mit weichem Schalten diskutiert [MBK10], dem sogenannten Triangular Current Mode (TCM). Nachteilig beim TCM ist die erhöhte Schwankungsbreite des Spulenstroms i_L , was auch zu einer höheren Strombelastung der Transistoren, aufwendigeren EMV-Eingangsfilttern, erhöhten Kernverlusten, einer komplexeren Regelungsstruktur und der Notwendigkeit zusätzlicher Messeinrichtungen, wie etwa einer Nullstromerkennung, führt.

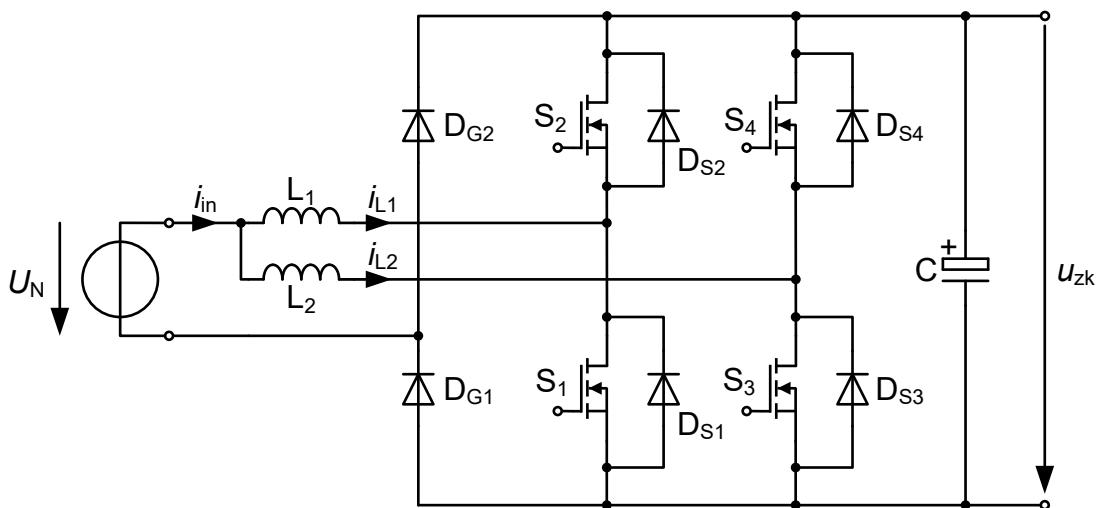


Abb. 64: Netzfreundlicher Gleichrichter in Totem-Pole-Struktur im zweifachen Parallelbetrieb

In diesem Abschnitt wird die Optimierung eines netzfreundlichen Gleichrichters mit einem Siliziumkarbid-MOSFET vom Typ SCH2080KE des Herstellers Rohm betrachtet [BBH+13]. Die SiC-Leistungsschalter verbinden die positiven Eigenschaften eines MOSFET auf Siliziumbasis (geringe Durchlassverluste, hohe Schaltfrequenzen) mit denen der bereits auf breiter Front eingesetzten SiC-Schottkydioden (praktisch keine Recovery-Verluste) [LDZ04]. Somit ermöglicht dieses Bauteil den stromkontinuierlichen Betrieb des Pulsgleichrichters in Totem-Pole-Topologie. In dieser Betriebsart ist die Schwankung des Drosselstroms deutlich reduziert, was sich positiv auf die Verluste in der PFC-Drosselspule auswirkt und aufgrund der kleineren Flussänderung im Magnetkern der Drosselspule geringere Anforderungen an das Kernmaterial stellt. Das Simulationsmodell für den netzfreundlichen Gleichrichter wurde für den zweifas-

chen Parallelbetrieb mit zwei Drosselspulen L_1, L_2 und zwei Halbbrücken S_1, S_2 und S_3, S_4 erweitert (s. Abb. 64). Die Netzgleichrichterdioden D_{G1}, D_{G2} sind nur in einfacher Ausführung vorhanden und führen somit als einzige Bauteile im Strompfad den gesamten Eingangsstrom i_{in} .

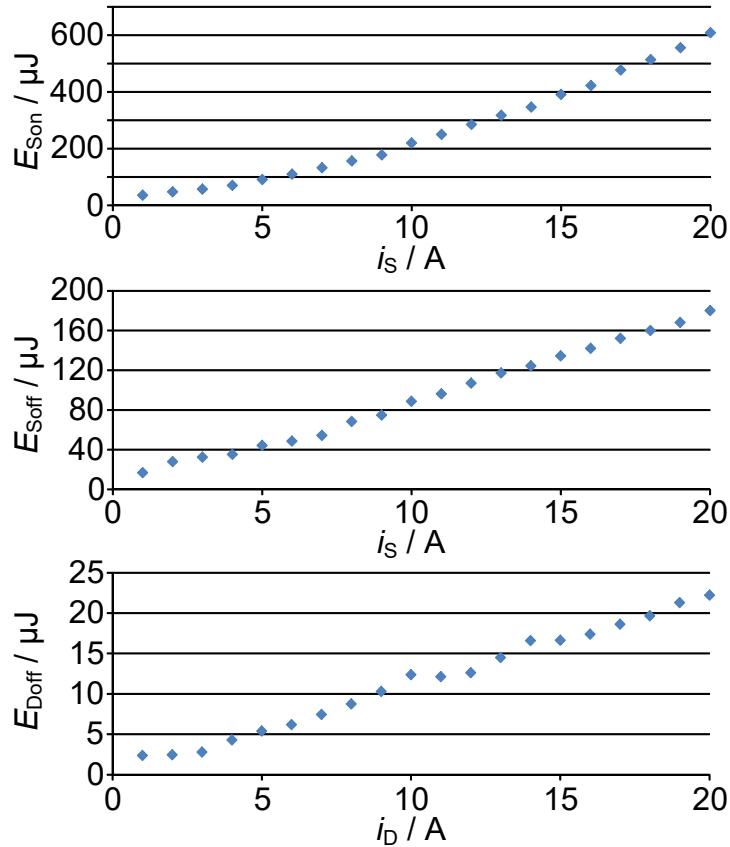


Abb. 65: Schaltverluste des SiC-MOSFETs und der Inversdiode für verschiedene Ströme bei der Zwischenkreisspannung $u_{zk} = 400$ V

Die Schaltverluste des SiC-MOSFETs wurden mit dem Doppelpulsversuch für eine Zwischenkreisspannung $u_{zk} = 400$ V und Ströme im Bereich von $i_S = 1 \dots 20$ A bestimmt. Die Verläufe in Abb. 15 stammen aus der Messung für den Schalterstrom $i_S = 18$ A. Gemessen wurden die Einschalt- (E_{Son}) und Ausschaltverluste (E_{Soff}) des MOSFETs und die Ausschaltverluste (E_{Doff}) der Inversdiode (s. Abb. 65).

Leider waren zum Zeitpunkt der Messungen (Juli 2013) noch keine SiC-MOSFET mit Isolationsspannungen kleiner als 1,2 kV verfügbar. Der 1,2 kV SiC-MOSFET SCH2080KE weist einen Gesamtwiderstand $R_{DSon} = 80$ mΩ auf [Roh12], was natürlich im Vergleich zu den später verfügbaren 900 V SiC-MOSFETs mit dem Gesamtwiderstand $R_{DSon} = 65$ mΩ zu erhöhten Durchlassverlusten führt.

Neben den Leistungsschaltern tragen die Drosselpulen L_1 und L_2 entscheidend zu den Verlusten bei. Es wurde ein Ferritkern der Bauform EC45A aus dem Material DMR40 ausgewählt. Zur Berechnung der Wicklungsverluste in Abhängigkeit zur Windungszahl wurde der Wickelkörper des gegebenen Kerns mit Kupferlitze bewickelt. Hierbei wurde das Wickelfenster komplett ausgenutzt, was einer Windungszahl $N_1 = 52$ entspricht. Anschließend wurde der frequenzabhängige ohmsche Widerstand $R_{\text{Cu}}(f)$ mit einem Impedanz-Analysator [Agl03] für den Bereich von 40 Hz bis 500 kHz vermessen und durch ein Polynom 2. Ordnung approximiert:

$$R_{\text{Cu}}(f) = 4 \cdot 10^{-11} \Omega s^2 \cdot f^2 + 5 \cdot 10^{-6} \Omega s \cdot f + 99,2 \cdot 10^{-3} \Omega. \quad (5.24)$$

Um die Veränderung des Wicklungswiderstandes in Abhängigkeit zur Windungszahl zu berücksichtigen, wird eine Skalierung vorgenommen:

$$R'_{\text{Cu}}(N, f) = \frac{N}{N_1} R_{\text{Cu}}(f). \quad (5.25)$$

Diese Skalierung ist nur in eingeschränktem Rahmen gültig, da vor allem die Proximityverluste stark mit der Anzahl der vorhandenen Windungen und damit der Lagenzahl variieren (vgl. Abschnitt 4.1.1).

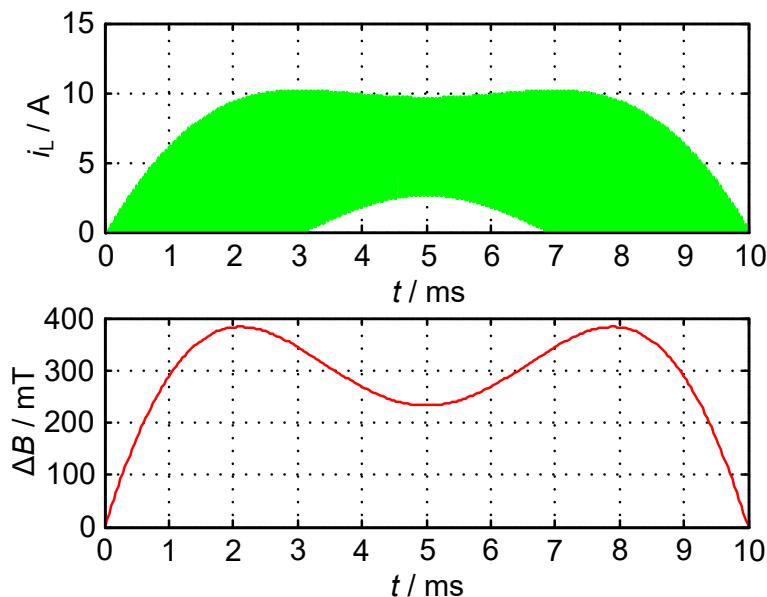


Abb. 66: Verläufe des Spulenstromes i_L und Schwankungsbreite der magnetischen Flussdichte ΔB im Kern während einer Netzhälftenperiode

Anhand des Amplitudenspektrums des Stroms i_L durch die Drosselpulen lassen sich nun die Wicklungsverluste bestimmen.

Ein Verlustmodell der netzfreundlichen Pulsgleichrichterstufe wurde teils mit selbst gemessenen, teils aus Herstellerdatenblättern gewonnenen Bauteildaten bestückt. Die Steinmetzparameter des Ferritkerns wurden mit der in Abschnitt 4.2.2 beschriebenen elektrischen Messmethode bestimmt. Anhand dieses Modells lassen sich nun die Verluste an den einzelnen Komponenten für beliebige Arbeitspunkte bestimmen. Als Freiheitsgrade stehen die Anzahl der Windungen N und die Länge des Luftspalts l_δ der Drosselpulen L_1, L_2 zur Verfügung.

Beitrag	Bezeichnung
P_{DS}	Durchlassverlustleistungen der Schalter $S_1 - S_4$
P_{DD}	Durchlassverlustleistungen der Freilaufdioden $D_{S1} - D_{S4}$
P_{DG}	Durchlassverlustleistungen der Gleichrichterdioden D_{G1}, D_{G2}
P_{Son}	Einschaltverlustleistung $S_1 - S_4$
P_{Soff}	Einschaltverlustleistung $S_1 - S_4$
P_{Doff}	Ausschaltverlustleistung $D_{S1} - D_{S4}$
P_{Fe}	Kernverlustleistung in den Drosselpulen L_1, L_2
P_{Cu}	Wicklungsverlustleistung in den Drosselpulen L_1, L_2

Tab. 15: Verlustbeiträge im netzfreundlichen Gleichrichter

Zur Bestimmung der Gesamtverluste wird der Verlauf des Spulenstroms i_L und die Schwankung der magnetischen Flussdichte ΔB im Kern in Abhängigkeit der Eingangsleistung P_{in} , der Induktivität L und der gewählten Schaltfrequenz f_s für eine Netzhälftenperiode berechnet (s. Abb. 66). Die Wicklungs- und Kernverluste können so anhand der Formeln (5.21), (5.23) bestimmt werden.

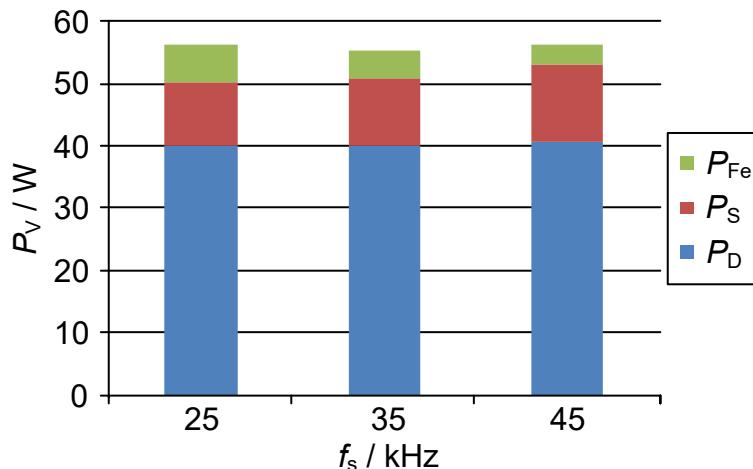


Abb. 67: Vergleich der Durchlass-, Schalt- und Kernverluste für drei Schaltfrequenzen

Aus der Höhe des Eingangsstroms i_{in} jeweils zu den Schaltzeitpunkten lässt sich die Schaltverlustarbeit an den Leistungsschaltern anhand der Kennfelder aufsummieren.

Zur Berechnung der Durchlassverluste an den Halbleitern $S_1 - S_4$, $D_{S1} - D_{S4}$ und D_{G1} , D_{G2} wurden die Datenblattangaben der Hersteller herangezogen. Insgesamt werden acht verschiedene Verlustbeiträge für die Gesamtverluste addiert (s. Tab. 15).

Um abzuschätzen, wie sich die einzelnen Verlustbeiträge in Abhängigkeit zur Schaltfrequenz f_s verhalten, wurden die Anzahl der Windungen N und die Länge des Luftspalts l_δ der Drosselpulsen L_1 , L_2 zunächst auf $N = 30$ und $l_\delta = 5 \text{ mm}$ festgelegt. Die Simulation erfolgte bei der maximalen Eingangsleistung $P_{in} = 3 \text{ kW}$ bei der Netzspannung $U_{in} = 230 \text{ V}$.

In Abb. 67 sind die Durchlass-, Schalt und Kernverluste für die drei Schaltfrequenzen $f_s = \{25, 35, 45\} \text{ kHz}$ aufgetragen. Dabei wurden die Verlustbeiträge für Durchlass- P_D und Schaltverluste P_S wie folgt zusammengefasst:

$$P_D = P_{DS} + P_{DD} + P_{DG} + P_{Cu}, \quad (5.26)$$

$$P_S = P_{Son} + P_{Soff} + P_{Doff}. \quad (5.27)$$

Aus Abb. 67 ist ersichtlich, dass die Schaltverluste P_S erwartungsgemäß mit steigender Frequenz zunehmen. Die magnetischen Verluste im Kern P_{Fe} steigen zu den niedrigen Frequenzen hin an, was sich durch die erhöhte Schwankung des Stroms durch die Drosselpulsen L_1 , L_2 erklärt. Hieraus ergibt sich eine größere Flussdichteänderung ΔB . Dieser Effekt ist dominant bei den Kernverlusten, der Einfluss

der Schaltfrequenz ist nicht erkennbar. Den größten Beitrag der Gesamtverluste stellen die Durchlassverluste P_D dar. Mit steigender Frequenz nehmen vor allem die Wicklungsverluste P_{Cu} aufgrund der Skinverluste zu, während die Durchlassverluste der Halbleiter nahezu gleich bleiben. Die geringsten Verluste treten mit $P_V = 55,8$ W bei der Schaltfrequenz $f_s = 35$ kHz auf, dies entspricht einem Wirkungsgrad $\eta = 98,1\%$.

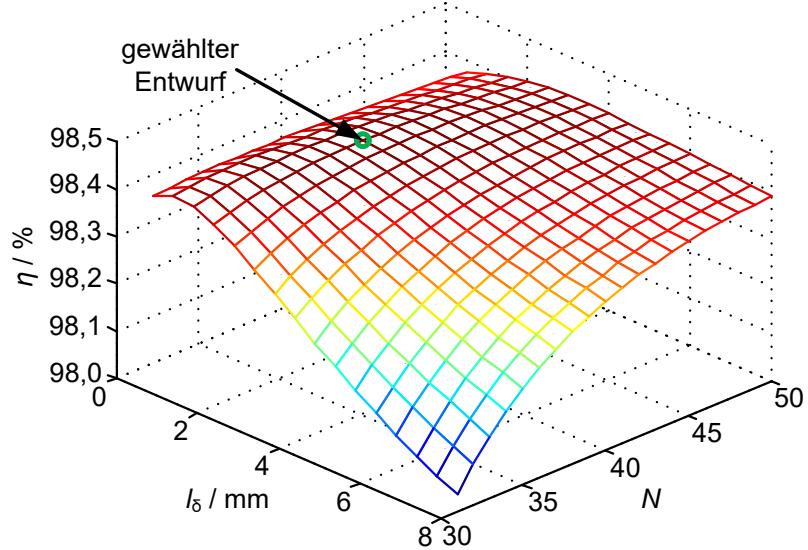


Abb. 68: Wirkungsgrad η in Abhängigkeit von Luftspaltlänge l_δ und Windungszahl N

Anhand des Verlustmodells soll nun die effizienz-optimale Kombination aus der Windungszahl N und die Länge des Luftspalts l_δ für den vorgegebenen Ferritkern bestimmt werden. Untersucht wird erneut der Arbeitspunkt mit maximaler Ausgangsleistung $P_{out} = 3$ kW bei der Netzspannung $U_N = 230$ V, wobei die Schaltfrequenz $f_s = 35$ kHz beträgt. Die Windungszahl wird von $N = 30$ bis $N = 50$, die Luftspaltlänge von $l_\delta = 0,5$ mm bis $l_\delta = 8$ mm variiert. Der maximale Wirkungsgrad $\eta = 98,4\%$ bei Volllast stellt sich für $N = 40$ und $l_\delta = 2$ mm ein (s. Abb. 68). Das entspricht einer Induktivität $L_1 = L_2 = 308$ μ H. Im Teillastbereich ist der Wirkungsgrad geringfügig höher, hier werden bis zu 98,5 % erreicht (s. Abb. 69). Der erzielbare Wirkungsgrad liegt demnach trotz der für diesen Spannungsbereich nicht optimalen 1,2 kV SiC MOSFETs höher, als bei einer vergleichbaren Gleichrichterschaltung mit 650 V IGBTs (siehe [BBK+17] bzw. [BHB+17]), welche maximal 97,9 % Wirkungsgrad erreicht.

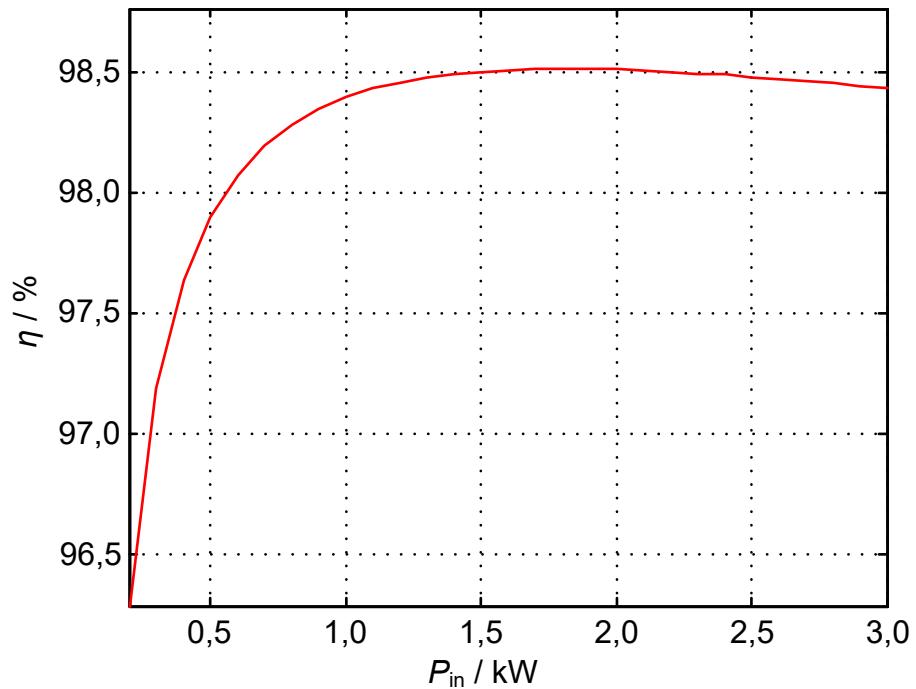


Abb. 69: Wirkungsgrad η in Abhängigkeit zur Eingangsleistung P_{in}

5.2.3 Netzfreundlicher Gleichrichter mit GaN

Der erste im Rahmen dieser Arbeit hinsichtlich seiner Schaltverluste vermessene GaN-Transistor war vom Typ PGA26A10DS des Herstellers Panasonic [BFB15]. Dieser Transistor mit 650 V Isolierspannung hat einen Kanalwiderstand $R_{DSon} = 80 \text{ m}\Omega$. Es stand nur exakt ein Transistor als Muster zur Verfügung. Daher wurde in diesem Fall statt der Totem-Pole- die klassische Topologie mit Brücken-Gleichrichter am Eingang simuliert, um die Leistungsfähigkeit dieses Bauteils in einem netzfreundlichen Gleichrichter beurteilen zu können. Als Freilaufdiode dient eine schnelle SiC-Diode vom Typ IDT08S60C.

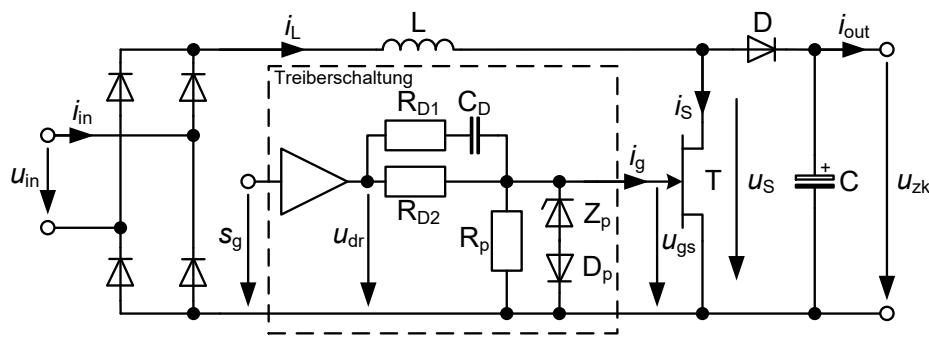


Abb. 70: Schaltbild des netzfreundlichen Gleichrichters mit GaN-Transistor

Aufgrund der sehr geringen Schwellenspannung von nur 1,5 V empfiehlt Panasonic für das zuverlässige Abschalten des Transistors eine spezielle Treiberschaltung, die anhand eines RC-Gliedes zumindest kurzzeitig eine negative Spannung zwischen Gate und Source anlegt (s. Anhang A.4).

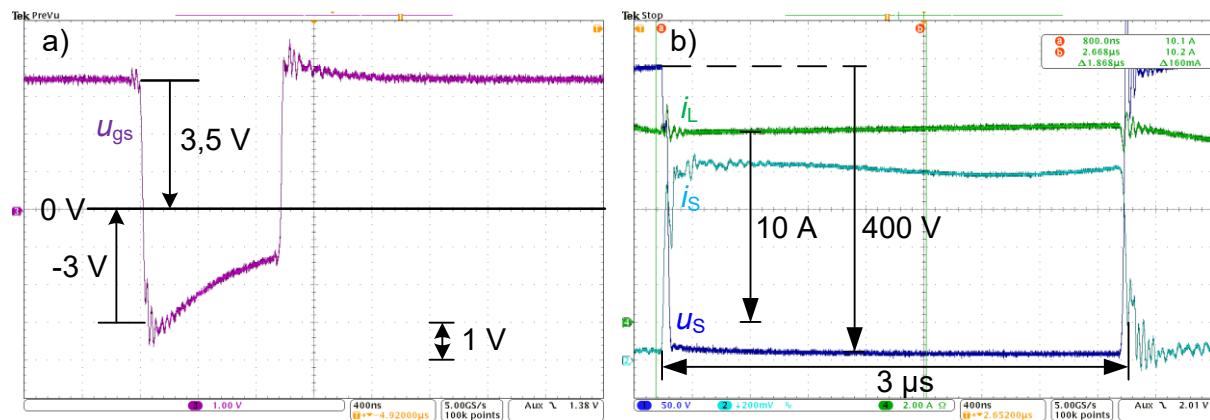


Abb. 71: a) Gate-Source-Spannung u_{gs} bei einem Schaltvorgang b) Signalverläufe beim Doppelpulsversuch

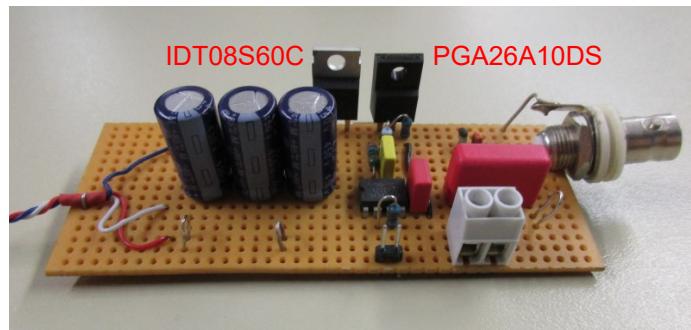


Abb. 72: Platine für die Messung der Schaltverluste mit dem Doppelpulsversuch

Die Schaltverluste des GaN-Transistors T und der SiC-Diode D wurden vermessen (s. Abb. 73). Bei der Diode wurde auf die Messung der Einschaltverluste verzichtet, da diese so klein sind, dass sie nicht exakt bestimmt und somit vernachlässigt werden können.

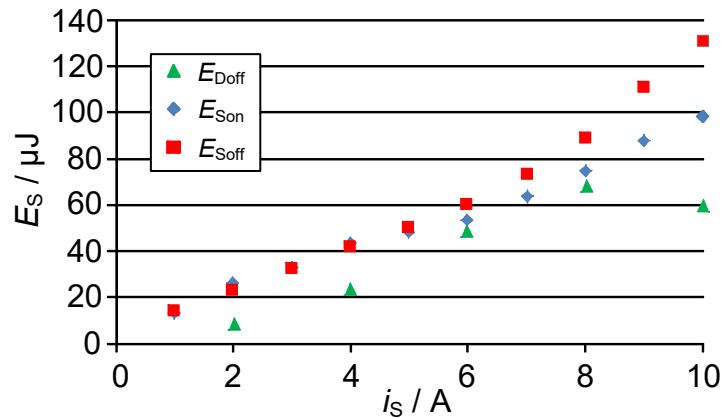


Abb. 73: Ein- E_{Son} und Ausschaltverluste E_{Soff} des Transistors T und Ausschaltverluste E_{Doff} der Diode D

Für das Design der Drosselspule wurden ein Ferritkern der Bauform ETD29 aus dem Material N87 gewählt (s. Tab. 16). Für die nun folgenden Optimierungsrechnungen wurden die Steinmetzparameter des Ferritkerns mit dem in Abschnitt 4.2.3 beschriebenen kalorimetrischen Messverfahren bestimmt. Der frequenzabhängige Widerstand der Wicklung $R_{\text{Cu}}(f)$ ist in Abb. 39 a) dargestellt.

Ferritkern	ETD29/16/10 Material N87
Anzahl der Windungen	$N = 47$
Gleichstromwiderstand der Wicklung	$R_{\text{Cu}0} = 140 \text{ m}\Omega$
Luftspaltlänge	$l_{\delta} = 2,0 \text{ mm}$
Induktivitätswert	$L = 100 \text{ }\mu\text{H}$

Tab. 16: Eigenschaften der Drosselspule des netzfreundlichen Gleichrichters

Als Optimierungsparameter standen die Schaltfrequenz f_s , die Luftspaltlänge l_δ zwischen den Hälften des Ferritkerns und die Anzahl der Windungen N zur Verfügung. Das Verlustmodell der Schaltung berücksichtigt die Durchlassverluste P_D und Schaltverluste P_S der Leistungsschalter sowie die Kernverluste P_{Fe} und Wicklungsverluste P_{Cu} der Drosselspule. Die Verluste der Schaltung wurden für einen Schaltfrequenzbereich $f_s = 50 \dots 150$ kHz in 5 kHz Schritten simuliert, für jede Frequenz wurde die Windungszahl der Drosselspule $N = 30 \dots 60$ in 1 Windungsschritten und die Luftspaltlänge $l_\delta = 0,5 \dots 2,5$ mm in 0,1 mm-Schritten variiert. Insgesamt ergeben sich also $20 \times 30 \times 20 = 12000$ Durchläufe des Verlustmodells. Die Rechendauer hierfür betrug 91 Sekunden auf einem Computer mit einer Intel i5-3210M CPU @ 2,5 GHz mit 4 GB Arbeitsspeicher unter Windows 7 (64 Bit Version).

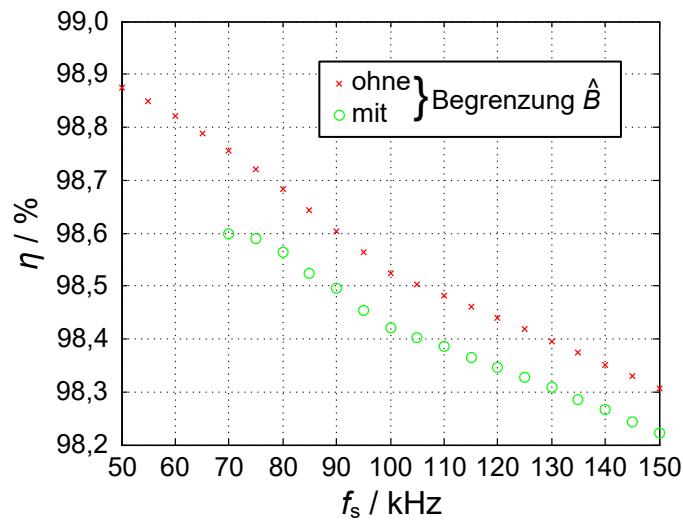


Abb. 74: Maximaler Wirkungsgrad η in Abhängigkeit zur Schaltfrequenz f_s mit und ohne Begrenzung der maximalen Flussdichte \hat{B}

Da das Verlustmodell von einem konstanten Induktivitätswert ausgeht, muss die Flussdichte im Kern der Drosselspule außerhalb des Sättigungsbereichs liegen. Daraus wurde ein Grenzwert $\hat{B} = 300$ mT, bei dem das Material N87 gerade noch nicht sättigt, definiert. Bei Überschreitung des Grenzwertes wird das Ergebnis verworfen. In Abb. 74 ist der maximale Wirkungsgrad des netzfreundlichen Gleichrichters in Abhängigkeit zur Schaltfrequenz dargestellt.

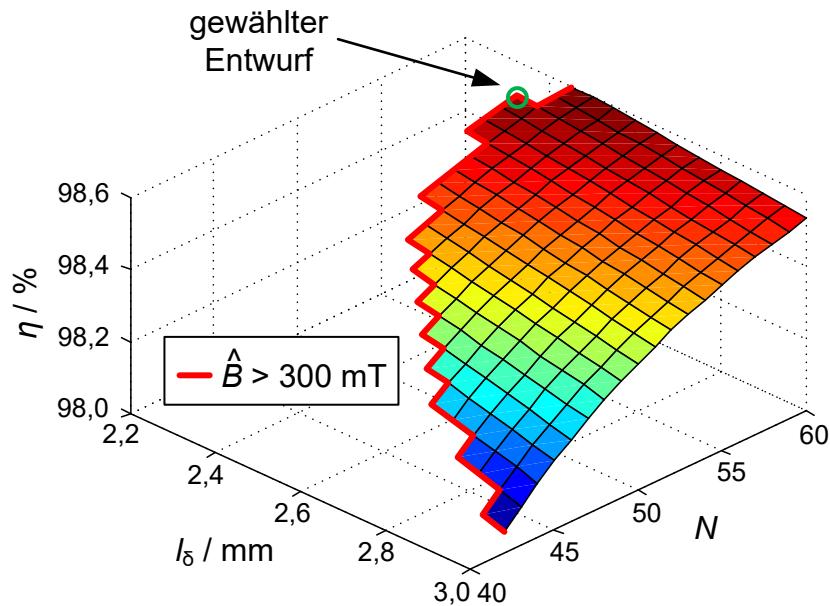


Abb. 75: Wirkungsgrad η in Abhängigkeit zur Luftspaltlänge l_δ und Windungszahl N der Drosselspule L bei der Schaltfrequenz $f_s = 70 \text{ kHz}$

Ohne Flussdichtebegrenzung wird der Induktivitätswert größer, dementsprechend die Schwankung des Spulenstroms kleiner, was zu einer Reduktion der Schaltverluste (kleinerer Strom beim Abschalten) und aufgrund der geringen Flussdichteänderung auch zu einer Reduktion der Kernverluste führt. Mit der Flussdichtebegrenzung findet die Optimierungsrechnung unterhalb von einer Schaltfrequenz $f_s = 70 \text{ kHz}$ keine Lösung mehr. Gleichzeitig wird bei dieser Schaltfrequenz der maximale Wirkungsgrad $\eta_{\max} = 98,6 \%$ des netzfreundlichen Gleichrichters erzielt. Für die Luftspaltlänge ergibt sich $l_\delta = 2,4 \text{ mm}$ und für die Windungszahl $N = 58$, was einer Induktivität $L = 131 \mu\text{H}$ entspricht. Der maximale Wirkungsgrad wird für mehrere Kombinationen aus Luftspaltlänge und Windungszahl erzielt, es wurde der Punkt mit den jeweils kleinsten Werten für N , l_δ gewählt. Der gewählte Entwurf liegt genau an der Sättigungsflussdichte im Ferritkern (rote Linie in Abb. 75), das Material ist somit optimal ausgenutzt. In Abb. 76 ist die Verteilung der einzelnen Verlustanteile dargestellt.

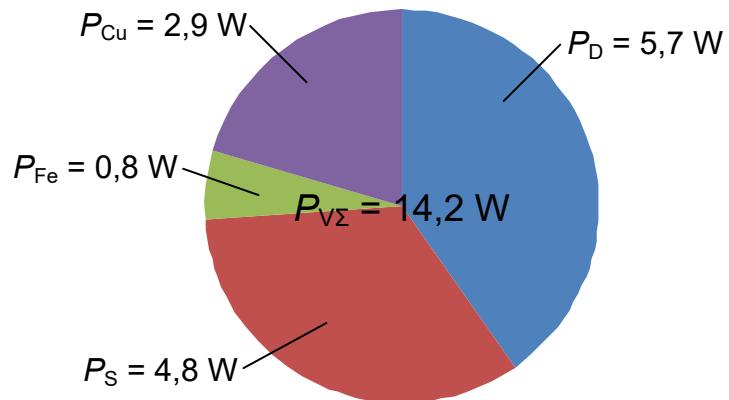


Abb. 76: Verlustverteilung für die Ausgangsleistung $P_{out} = 1 \text{ kW}$ bei der Schaltfrequenz $f_s = 85 \text{ kHz}$

In der Drosselpule überwiegen die Wicklungsverluste P_{Cu} , was darauf hindeutet, dass der Induktivitätswert hier über eine verhältnismäßig hohe Windungszahl realisiert wird. Gerade dadurch wird aber das Bauteilvolumen klein gehalten. Von den insgesamt $P_D = 5,7 \text{ W}$ Durchlassverlusten fallen alleine $P_{DG} = 3,9 \text{ W}$ in der Gleichrichterbrücke an. Hier zeigt sich das Einsparpotential brückenloser Gleichrichter.

Im Jahr 2016 hat sich die Anzahl der am Markt verfügbaren Halbleiter mit großer Bandlücke deutlich erhöht. Bei den GaN-Leistungsschaltern waren Produkte der Hersteller OnSemi, Panasonic und GaN Systems erhältlich, die sich in ihren Eigenschaften deutlich voneinander unterschieden. Einige der GaN-Transistoren erreichen erstmals ähnliche Kanalwiderstände wie Si-MOSFETs. Daher kam die Frage nach der Leistungsfähigkeit der Leistungsschalter in einer typischen Anwendung wie einem netzfreundlichen Gleichrichter auf, vor allem in Bezug auf die mögliche Reduktion der Schaltverluste [BFB16³].

Nr.	Typ	Hersteller	Gehäuse	Kelvin Source	max. u_{DS} / V	max. i_{DS} / A	R_{DSon} / mΩ
#1	PGA26E08BV	Panasonic	SMD	ja	600	15	54
#2	GS66508P	GaN Systems	SMD	ja	650	30	55
#3	GS66516T	GaN Systems	SMD	nein	650	60	27
#4	NTP8G206N	On Semi	THT	nein	600	17	150
#5	NTP8G202N	On Semi	THT	nein	600	9	290

Tab. 17: Eigenschaften der ausgewählten GaN Leistungsschalter

Mit dem Ziel, die Schaltverluste zu messen, wurden fünf GaN-Leistungsschalter ausgewählt (s. Tab. 17). Da jeder Leistungsschalter ein individuelles Gehäuse aufweist und zwei Leistungsschalter zudem einen separaten Source-Anschluss für die Gate-Ansteuerung besitzen, eine sogenannte Kelvin Source, war es erforderlich, für den Doppelpulsversuch insgesamt vier Platinenlayouts zu entwerfen.

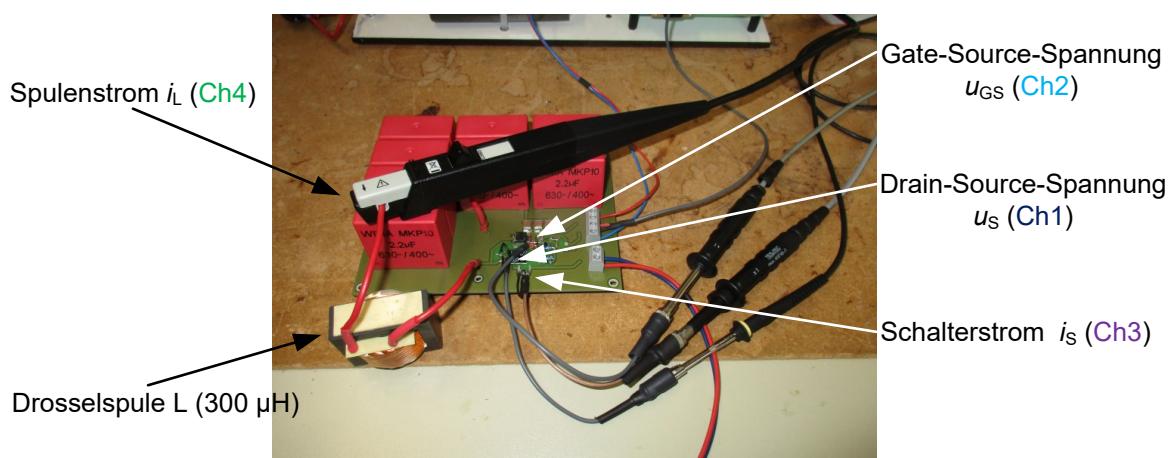


Abb. 77: Platine für den Doppelpulsversuch mit angeschlossenen Messeinrichtungen

Vor der Durchführung der Schaltversuche wurden zunächst die Treiberschaltungen auf den Platinen (s. Abb. 77) so angepasst, dass jeder Leistungsschalter unter den gegebenen Bedingungen die geringsten Schaltverluste aufweist. Bei den Schaltversuchen wurden während der Einschaltvorgänge Schaltgeschwindigkeiten mit bis zu 65 kV/μs beobachtet (s. Abb. 78 b)).

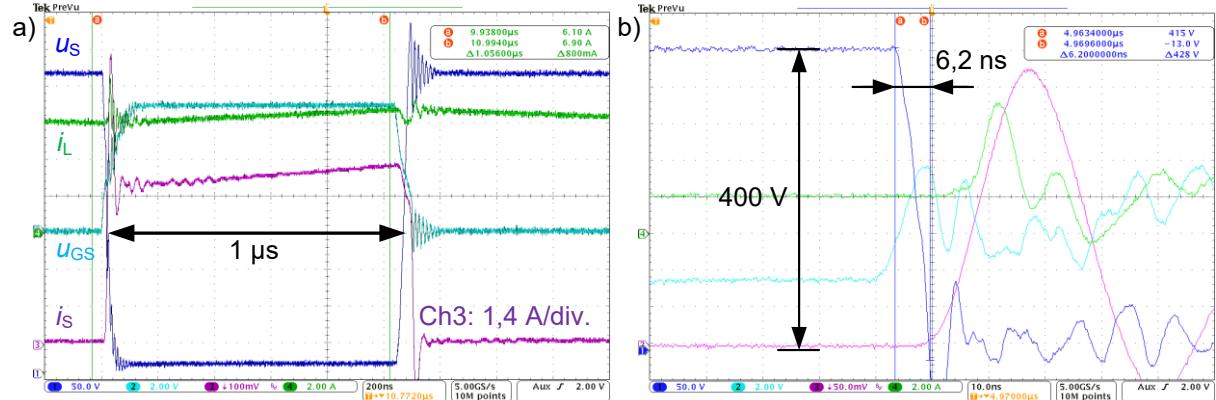


Abb. 78: a) Strom und Spannungsverläufe beim Doppelpulsversuch b) Schaltflanke beim Einschaltvorgang

Dies stellt hohe Anforderungen an die Genauigkeit der Messgeräte und erfordert eine sorgfältige Korrektur der Phasenverschiebung zwischen Strom- und Spannungsmessung. Alle Messungen wurden bei Raumtemperatur $\vartheta = 20^\circ\text{C}$ und einer Zwischenkreisspannung $u_{\text{zk}} = 400\text{ V}$ durchgeführt. Die Ergebnisse der Versuchsreihe sind in Abb. 79 aufgetragen.

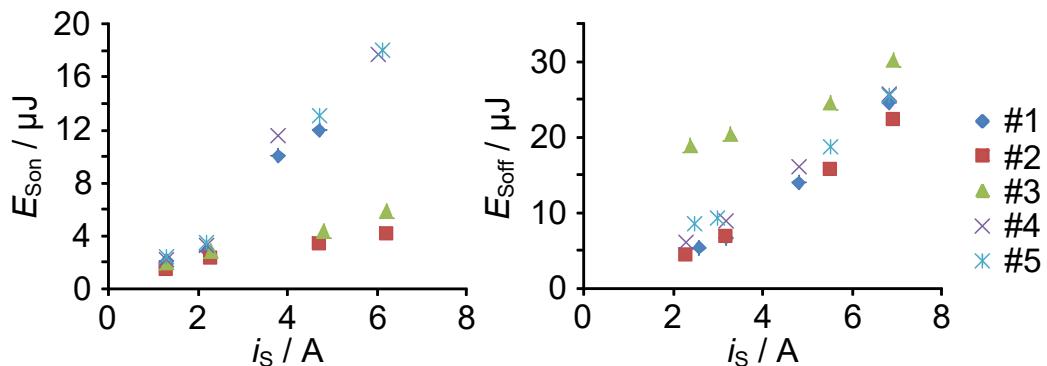


Abb. 79: Einschalt- und Ausschaltverluste in Abhängigkeit zum geschalteten Strom

Für die Berechnung der Verlustanteile beim Einsatz der GaN-Transistoren in einem PFC-Gleichrichter wurde erneut das in Abschnitt 5.2.1 beschriebene Verlustmodell verwendet; die zugrunde liegende Schaltung zeigt Abb. 64. Es werden wieder zwei

Halbbrücken in Parallelschaltung mit einer Phasenverschiebung um eine halbe Schaltperiodendauer $T_s / 2$ betrieben. Die Phasenverschiebung der Spulenströme führt in Summe zu einer Reduktion der Stromschwankung des Eingangsstroms Δi_{in} [OLo06] (s. Abb. 80). Außerdem verdoppelt sich die resultierende Frequenz des Eingangsstromes, wodurch das Eingangsfilter in seinem Bauvolumen verkleinert werden kann.

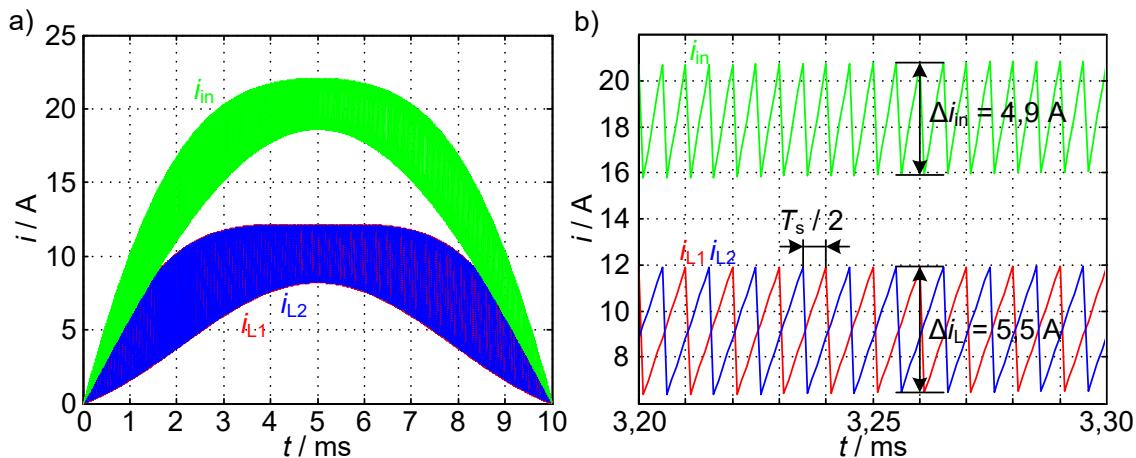


Abb. 80: Eingangsstrom i_{in} und Spulenströme i_{L1}, i_{L2}

Die Schaltfrequenz f_s wurde für alle Schalter auf 100 kHz festgelegt. Für das Verlustmodell der beiden Drosselpulen standen Daten eines Labormusters zur Verfügung. Es handelt sich um eine Drosselpule mit einem ETD34-Kern aus dem Material N87. Mit $N = 30$ Windungen und einer Luftspaltlänge $l_\delta = 1,0$ mm stellt sich als Induktivitätswert $L = 104 \mu\text{H}$ ein.

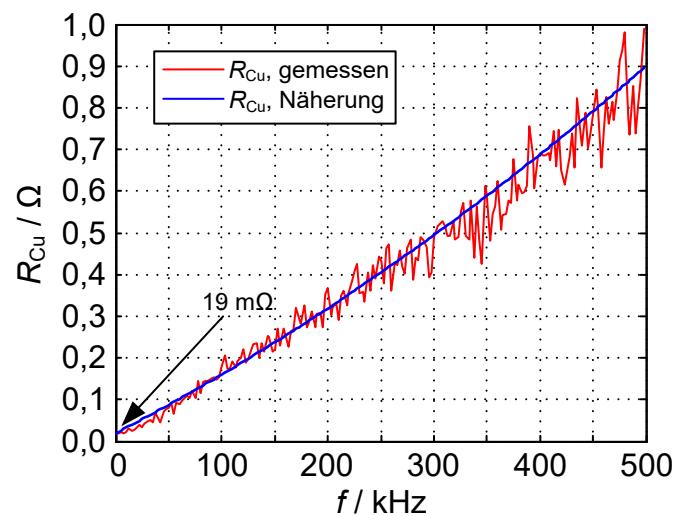
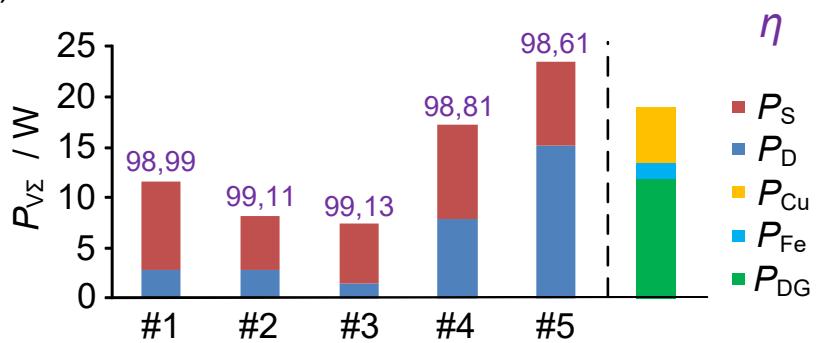


Abb. 81: Frequenzabhängiger Widerstand $R_{Cu}(f)$ der Wicklung der Drosselpule

Die Steinmetzparameter des Kerns wurden mit der kalorimetrischen Messmethode zu $\alpha = 1,24$, $\beta = 2,59$, $k = 17,9 \text{ W}/(\text{Hz}^\alpha \text{T}^\beta \text{m}^3)$ bestimmt. Der frequenzabhängigen Widerstand der Wicklung zeigt Abb. 81.

Da die Stromtragfähigkeit einiger Prüflinge den Betrieb mit 3 kW Ausgangsleistung im nordamerikanischen Netz mit 115 V Eingangsspannung nicht erlauben, wurde die Ausgangsleistung in diesem Fall auf 1,5 kW reduziert. Die Netzfrequenz wurde auf 60 Hz angepasst, was jedoch keinen nennenswerten Einfluss auf die Verluste hat, weil der niederfrequente Anteil des Eingangsstromes kaum zu den Kernverlusten beiträgt und die Anzahl der Schaltvorgänge pro Sekunde gleich bleibt.

a) $U_N = 230 \text{ V}$, $f_N = 50 \text{ Hz}$, $P_{\text{out}} = 3,0 \text{ kW}$



b) $U_N = 115 \text{ V}$, $f_N = 60 \text{ Hz}$, $P_{\text{out}} = 1,5 \text{ kW}$

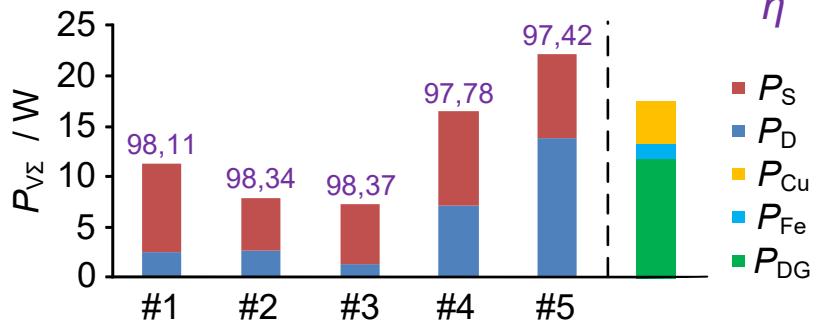


Abb. 82: Vergleich der Durchlass- P_D und Schaltverluste P_S des netzfreundlichen Gleichrichters mit unterschiedlichen GaN-Leistungsschaltern bei Betrieb im a) europäischen Netz b) nordamerikanischen Netz

Ein Vergleich des erzielbaren Wirkungsgrades mit den fünf GaN Leistungsschaltern zeigt Abb. 82. Die Stromverläufe durch die Drosselspule und die Netzgleichrichterdiolen sind unabhängig vom verwendeten Leistungsschalter identisch. Daher ergeben sich die Verluste dieser Bauteile (Kernverluste P_{Fe} , Wicklungsverluste P_{Cu} , Durchlassverluste der Gleichrichterdioden P_{DG}) nur in Abhängigkeit des simulierten Arbeitspunktes.

Hinsichtlich der Schaltverluste ist der Prüfling Nr. 2 zu bevorzugen. Da aber auch die Durchlassverluste berücksichtigt werden müssen, ist bei größeren Strömen ungeachtet seiner hohen Ausschaltverluste der Prüfling Nr. 3 im Vorteil, der den kleinsten Kanalwiderstand in Höhe von $27 \text{ m}\Omega$ aufweist. Die Prüflinge 4 und 5 disqualifizieren sich für die meisten Anwendungen aufgrund ihrer vergleichsweise hohen Kanalwiderstände.

5.3 Zweistufiger, isolierender DC-DC Wandler

In Elektro- und Hybridfahrzeugen werden üblicherweise Traktionsbatterien mit einer nominellen Spannung im Bereich $U_{\text{Batt}} = 400 \text{ V}$ verwendet. Je nach Ladegrad der Batterie ändert sich diese Spannung, für eine Lithium-Ionen-Batterie mit zehn Zellen in Reihenschaltung ergibt sich z.B. $U_{\text{Batt}} = 250 \dots 370 \text{ V}$. Einige Verbraucher im Fahrzeug, vornehmlich mit hoher Leistungsaufnahme wie z.B. Heizung, Klimaanlage und elektrische Lenkkraftunterstützung, können direkt aus der Batterie gespeist werden. Im Vergleich zur klassischen 14 V Spannungsebene fließt bei gleicher Leistung ein erheblich geringerer Strom, Leitungsquerschnitte können demnach verkleinert werden. Es gibt aber nach wie vor eine große Anzahl an Verbrauchern im Fahrzeug, welche die 14 V Spannungsebene benötigen [Sch08]. Daher wurde ein DC-DC Konverter für Mehrspannungsboardnetze in Elektrofahrzeugen konzipiert, der das 14 V Netz bzw. die 14 V Batterie für Kleinverbraucher direkt aus der Traktionsbatterie des Fahrzeugs speist [BFB16²].

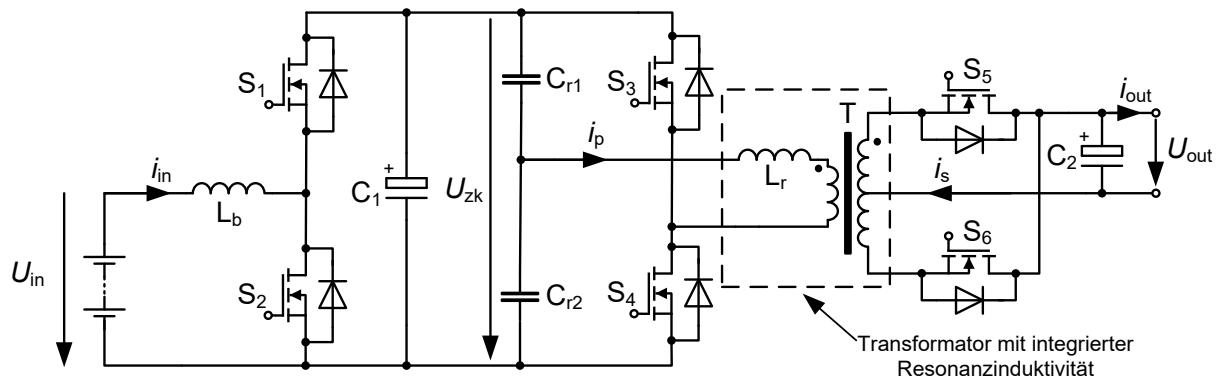


Abb. 83: Schaltplan des zweistufigen, isolierenden DC-DC Wandlers

Der Konverter besteht aus zwei Stufen (s. Abb. 83): Ein Hochsetzsteller passt die variierende Batteriespannung $U_{\text{Batt}} = U_{\text{in}}$ auf die Zwischenkreisspannung $U_{\text{zk}} = 400 \text{ V}$ an. Da von den Fahrzeugherrstellern in der Regel eine Potentialtrennung zwischen den Spannungsebenen gefordert wird, muss ein Transformator zur Isolation eingefügt werden. Für diesen Zweck kommt ein Serienresonanzkonverter zum Einsatz. Liegt die Betriebsfrequenz des Serienresonanzkonverters leicht über der Resonanzfrequenz, dann ist der Verstärkungsfaktor nahezu unabhängig von der Belastung und es wird Nullspannungseinschalten für die Schalter S_3 , S_4 erzielt [Ste87]. Folglich können großflächige MOSFETs mit kleinem Kanalwiderstand und geringen Durchlassverlusten verwendet werden. Aufgrund der geringen Lastabhängigkeit kann auf

die Regelung des Serienresonanzkonverters verzichtet werden, er arbeitet als „elektronischer Transformator“, die Regelung der Ausgangsspannung erfolgt allein durch den Hochsetzsteller am Eingang [PKC12] [BSF+15].

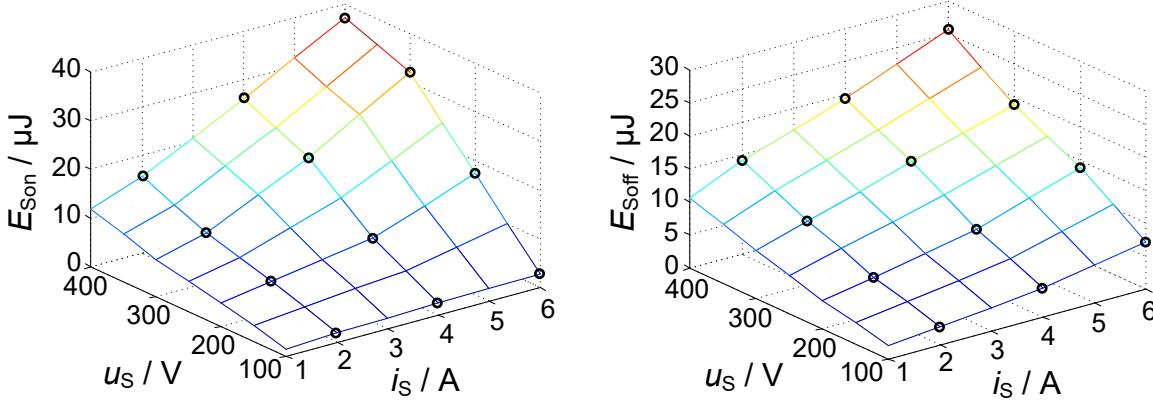


Abb. 84: Gemessene Schaltverluste der SiC-MOSFETs S_1, S_2 bei verschiedenen Schalterspannungen und -strömen

Für den Hochsetzsteller wurde ein SiC-MOSFET vom Typ C3M006509D des Herstellers Cree ausgewählt, dessen Sperrspannung $U_{S\max} = 900$ V und Kanalwiderstand $R_{DSon} = 65$ mΩ beträgt. Dieser Leistungsschalter ist für hartschaltenden Betrieb geeignet [FMS+07]. Die Schaltverluste wurden mit dem Doppelpulsversuch bei verschiedenen Schalterspannungen und -strömen gemessen und interpoliert (s. Abb. 84). Das Verlustmodell für den Hochsetzsteller entspricht dem des netzfreundlichen Gleichrichters (s. Abschnitt 5.2.1), nur das in diesem Fall eine Gleichspannung am Eingang anliegt. Für die Bestimmung der Kern- P_{HFe} und Wicklungsverluste P_{HCu} der Drosselspule L_b kam erneut die bewährte Methode der Berechnung anhand der Steinmetzparameter und des Wicklungswiderstandes zum Einsatz.

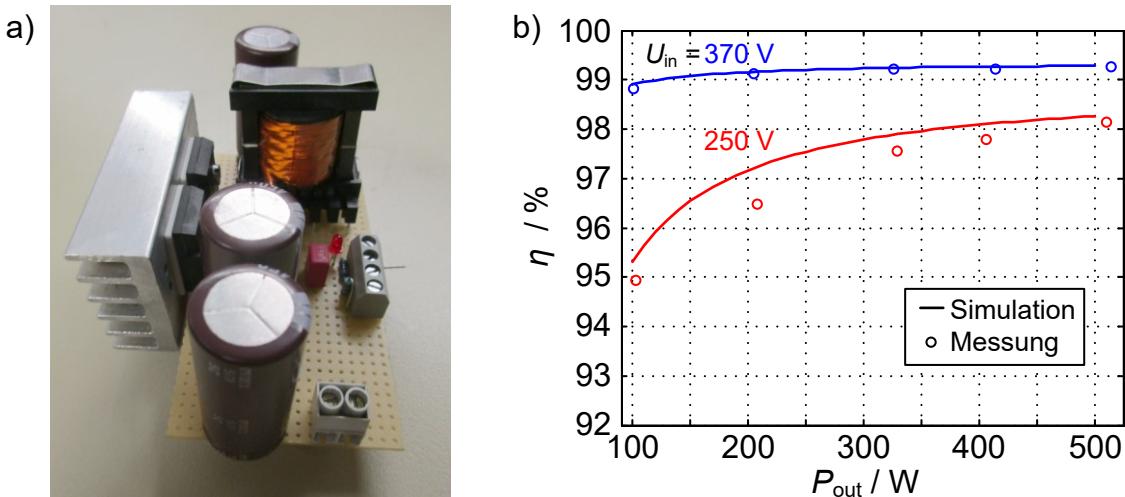


Abb. 85: a) Versuchsaufbau Hochsetzsteller b) Wirkungsgrad η in Abhängigkeit der Ausgangsleistung P_{out} , Vergleich zwischen Simulationsergebnis und Messung

Die Simulationsergebnisse wurden für die Eingangsspannungen $U_{\text{in}} = 250 \text{ V}$ und 370 V durch eine Wirkungsgradmessung an einem Versuchsaufbau validiert (s. Abb. 85), wobei die Abweichungen bei den meisten Messpunkten deutlich unter 0,5 % liegen.

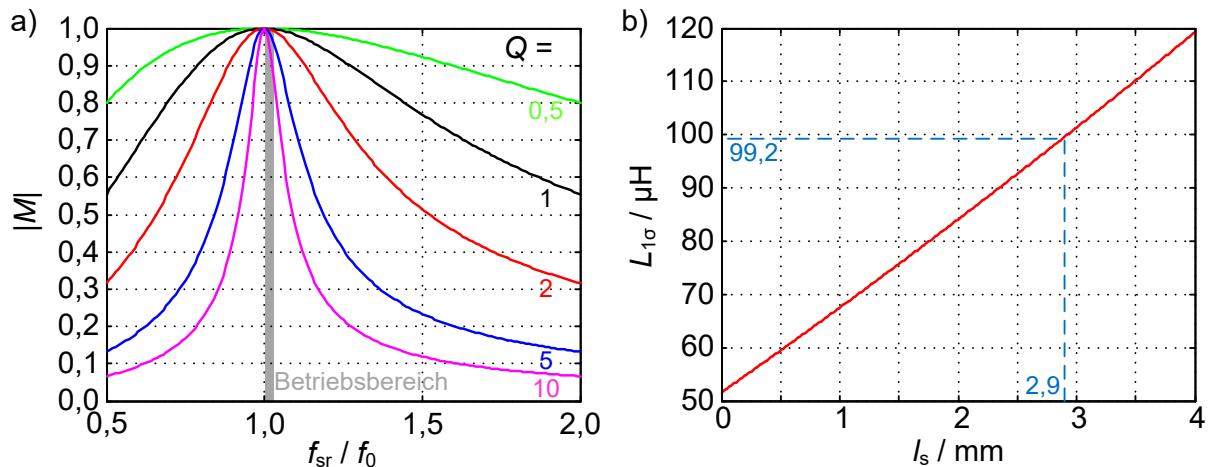


Abb. 86: a) Verstärkungsfaktor $|M|$ eines Serienresonanzkonverters in Abhängigkeit zur normierten Frequenz f_{sr} / f_0 und des Gütefaktors Q b) Streuinduktivität $L_{1\sigma}$ des Transformators in Abhängigkeit zur Länge des Abstandshalters l_s

Der Serienresonanzkonverter wird mit einer Halbbrücke realisiert, was in dieser Anwendung den Vorteil bietet, dass die Spannung am Transformator bereits auf die halbe Zwischenkreisspannung reduziert wird. Dadurch kann das Übersetzungsverhältnis $\dot{\nu}$ des Transformators um Faktor zwei verringert werden:

$$\ddot{u} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_{zk}}{2U_{out}} = \frac{400 \text{ V}}{2 \cdot 14 \text{ V}} = 14. \quad (5.28)$$

Für den Transformator wurde ein Ferritkern des Typs ETD 44/22/15 aus dem Material N87 gewählt, die Schaltfrequenz des Serienresonanzkonverters wurde auf $f_{sr} = 200 \text{ kHz}$ festgelegt. Die Flussdichte im Kern aufgrund der angelegten Spannung sollte klein sein, um die Kernverluste gering zu halten. Mit der Begrenzung auf eine maximale Flussdichte $B_{max} = 25 \text{ mT}$ und der Kernquerschnittsfläche $A_{Fe} = 173 \text{ mm}^2$ ergibt sich für die primärseitige Windungszahl:

$$N_1 = \frac{\sqrt{2} \frac{U_{zk}}{2}}{A_{Fe} B_{max} 2\pi f} = \frac{\sqrt{2} \frac{400 \text{ V}}{2}}{1,73 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 \cdot 25 \text{ mT} \cdot 2\pi \cdot 200 \text{ kHz}} = 52. \quad (5.29)$$

Für den praktischen Aufbau des Transformators wurde die primärseitige Windungszahl auf $N_1 = 50$ abgerundet, hiermit beträgt die sekundärseitige Windungszahl $N_2 = 3,5$. Da zur Reduzierung der Gleichrichterverluste eine Zweiweggleichrichtung vorgesehen ist, wird die Sekundärwicklung mit $2 \cdot N_2 = 7$ Windungen mit einer Anzapfung nach 3,5 Windungen realisiert. Mit einem C-Ausgangsfilter (Spannung am Ausgang ideal geglättet) berechnet sich der primärseitige AC-Ersatzlastwiderstand zu [Frö08]:

$$R'_{AC} = \ddot{u}^2 \frac{8}{\pi^2} \frac{U_{out}^2}{P_{out}} = 14^2 \frac{8}{\pi^2} \frac{(14 \text{ V})^2}{500 \text{ W}} = 62,3 \Omega. \quad (5.30)$$

Der Gütefaktor Q ist als Verhältnis zwischen der Kennimpedanz Z_0 und dem Lastwiderstand R'_{AC} definiert:

$$Q = \frac{Z_0}{R'_{AC}} \text{ mit } Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}. \quad (5.31)$$

Um eine Schaltentlastung durch Nullspannungsschalten im leicht überresonanten Betrieb zu erzielen, wird der Gütefaktor bei Volllast auf $Q = 2$ gelegt. Mit der Resonanzfrequenz $f_0 = 200 \text{ kHz}$ ergibt sich für die Induktivität der Serieninduktivität L_r :

$$L_r = \frac{Z_0}{2\pi f_0} = \frac{Q \cdot R'_{AC}}{2\pi f_0} = \frac{2 \cdot 62,3 \Omega}{2\pi \cdot 200 \text{ kHz}} = 99,2 \mu\text{H}. \quad (5.32)$$

Die Kondensatoren des Resonanzkreises C_{r1}, C_{r2} liegen für den Resonanzstrom parallel, folglich müssen sie jeweils die Hälfte des Kapazitätswerts C_r haben:

$$C_{r1} = C_{r2} = \frac{C_r}{2} = \frac{1}{4\pi f_0 Q R'_{AC}} = \frac{1}{4\pi \cdot 200 \text{ kHz} \cdot 2 \cdot 62,3 \Omega} = 3,2 \text{ nF}. \quad (5.33)$$

Bei hartschaltenden Konvertern wie z.B. Flusswandlern stellt die Streuinduktivität des Transformators ein Problem dar, weil sie bei Schaltvorgängen Überspannungen an den Leistungsschaltern hervorruft. Leider lässt sich die Streuinduktivität auch durch geschickte Aufbautechnik des Transformators nicht völlig eliminieren. Bei einem Serienresonanzkonverter liegt die Resonanzinduktivität in Reihe mit der Primärwicklung des Transformators. Normalerweise wird für die Resonanzinduktivität ein separates Bauteil verwendet.

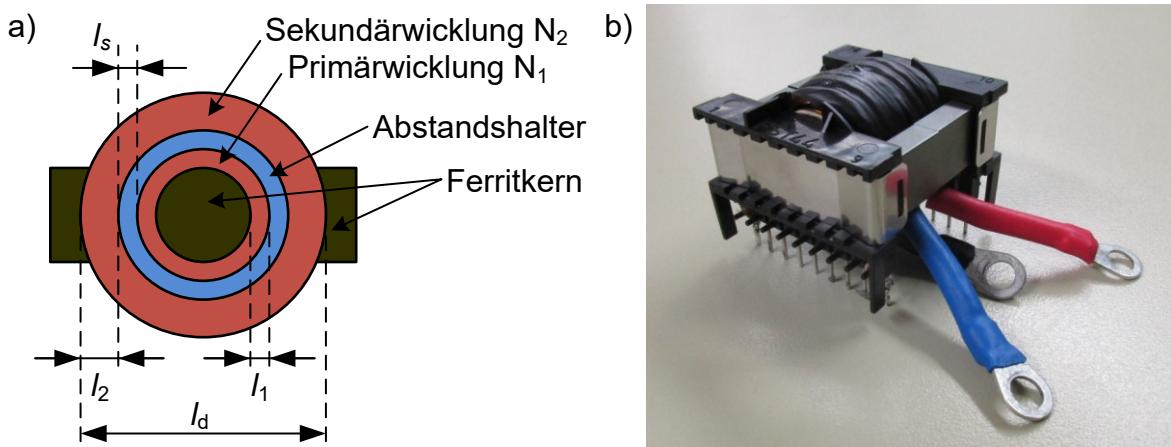


Abb. 87: a) Querschnitt und b) Foto des Transformators mit Abstandshalter zwischen Primär- und Sekundärwicklung

Es besteht aber auch die Möglichkeit, die Streuinduktivität des Transformators als Resonanzinduktivität zu verwenden, wodurch dieses Bauteil eingespart und somit das benötigte Bauvolumen reduziert und die nicht vermeidbare Streuung sinnvoll genutzt wird. Um einen ausreichenden Induktivitätswert zu erhalten, ist jedoch ein besonderer Wicklungsaufbau notwendig. Zwischen Primär- und Sekundärwicklung des Transformators wurde zusätzlich ein Abstandshalter eingefügt, der den Koppelfaktor zwischen den Wicklungen verringert und somit zu einer Erhöhung der Streuinduktivität führt (s. Abb. 87). Die Streuinduktivität lässt sich anhand der geometrischen Eigenschaften der Wicklungskonfiguration abschätzen (s. Anhang A.5):

$$L_{1\sigma} = \frac{\mu_0 \pi N_1^2}{b} \left(\frac{r_i l_1}{3} + \frac{l_1^2}{4} + \left(r_i + l_1 + \frac{1}{2} l_s \right) l_s + \left(r_i + l_1 + l_s + \frac{1}{4} l_2 \right) \frac{l_2}{3} \right). \quad (5.34)$$

Die Abschätzung mit (5.34) liefert anhand der Daten aus Tab. 18 den Abstand $l_s = 2,9$ mm für eine Streuinduktivität $L_{1\sigma} = 99,2 \mu\text{H}$ (s. Abb. 86 b)). Tatsächlich wurde bei einem Abstand von ca. $l_s = 3$ mm bei kurzgeschlossener Sekundärwicklung die Streuinduktivität $L_{1\sigma m} = 96 \mu\text{H}$ gemessen.

Kern	ETD 44/22/15 aus Material N87
Dicke Primärwicklung l_1	5,0 mm
Dicke Sekundärwicklung l_2	6,5 mm
Dicke Abstandshalter l_s	3,0 mm
Innenradius Wicklung r_i	18,0 mm
Wickelbreite b	30,0 mm
Primärwindungszahl N_1	50
Material Primärwicklung	HF-Litze 60x0,1 mm
Sekundärwindungszahl N_2	2x3,5 mit Anzapfung in der Mitte
Material Sekundärwicklung	HF-Litze 480x0,1 mm

Tab. 18: Eigenschaften des Transformators für den Serienresonanzkonverter

Beim Betrieb nahe der Resonanzfrequenz sind die Ströme durch den Transformator nahezu sinusförmig mit der Frequenz $f_s = 200 \text{ kHz}$.

Aufgrund des recht hohen Wertes der primärseitigen Hauptinduktivität $L_{1h} = 8,8 \text{ mH}$ fließt nur ein kleiner Magnetisierungsstrom $i_\mu \approx 20 \text{ mA}$, daher ist dieser Anteil bei der Berechnung der Ströme durch Primär- I_p und Sekundärwicklung I_s zu vernachlässigen:

$$I_p = \frac{P_{\text{out}}}{u_{\text{zk}}}, \quad I_s = \frac{P_{\text{out}}}{U_{\text{out}}}. \quad (5.35)$$

Für die Berechnung der Wicklungsverluste P_{RCu} des Transformators wurden die frequenzabhängigen Widerstände von Primär- R_p und Sekundärwicklung R_s gemessen (s. Abb. 88).

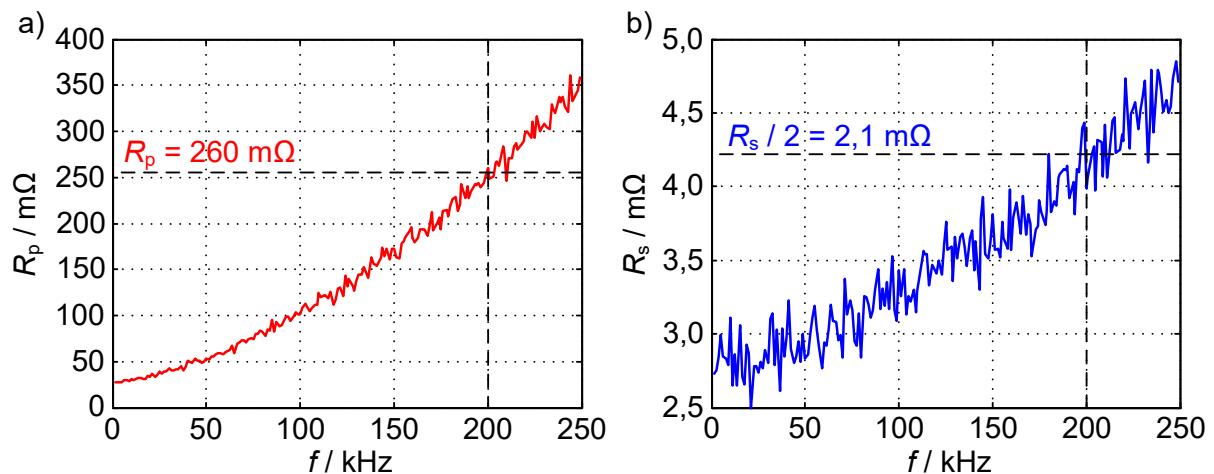


Abb. 88: Frequenzabhängiger Widerstand der Primär- R_p und der Sekundärwicklung R_s (R_s über gesamte Wicklung gemessen)

Hierbei ist zu berücksichtigen, dass jeweils nur eine Hälfte der Sekundärwicklung vom Strom durchflossen wird, daher ist der Widerstand R_s noch durch zwei zu teilen. Die Kernverluste des Transformators für die Flussdichte $B_{\max} = 25 \text{ mT}$ bei der Frequenz $f_s = 200 \text{ kHz}$ wurden aus dem Materialdatenblatt N87 (s. Abb. 44) zu $P_{RFe} = 200 \text{ mW}$ bestimmt.

$P_{\text{out}} / \text{W}$	$\Delta\vartheta / ^\circ\text{C}$	$P_{\text{Cal}} / \text{W}$	P_{RFe} / W	P_{RCu} / W	$(P_{RFe} + P_{RCu}) / \text{W}$
250	3,7	1,2	0,2	1,1	1,3
500	13,0	4,4	0,2	4,2	4,4

Tab. 19: Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta$, daraus abgeleitete gemessene Verlustleistung P_{Cal} und die berechnete Verlustleistung $P_{RFe} + P_{RCu}$ am Transformator

Die berechneten Verluste wurden anhand einer kalorimetrischen Messung der Wärmeverluste P_{Cal} des Transformators validiert (s. Abb. 89). In diesem Fall wurde noch die passive Messmethode verwendet, in Tab. 19 sind die Temperaturdifferenzen nach rund vier Stunden Betriebsdauer des Transformators und die daraus abgeleiteten Leistungen (vgl. Abb. 3 b)) zusammengefasst. Dabei ist zu beachten, dass bei der kalorimetrischen Messung nicht zwischen den Kern- und Wicklungsverlusten unterschieden werden kann.

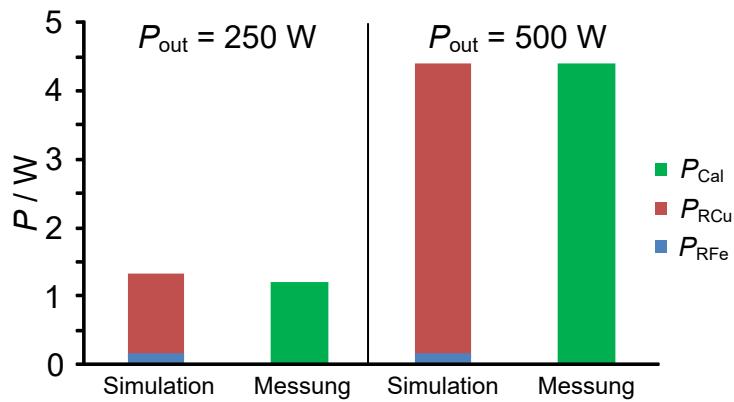


Abb. 89: Vergleich der simulierten und gemessenen Verluste im Transformator bei den Ausgangsleistungen $P_{\text{out}} = 250 \text{ W}$ und $P_{\text{out}} = 500 \text{ W}$

Es zeigen sich nur geringe Abweichungen, wodurch auch die Eignung des kalorimetrischen Messverfahrens für Bauteile mit kleinen Verlustwinkeln erneut bestätigt wird. Für die Simulation der Halbleiterverluste wurden als primärseitige Schalter S_3, S_4 des Serienresonanzkonverters MOSFET des Typs IPW65R019C7 mit dem Kanalwiderstand $R_{\text{DSonr}} = 19 \text{ m}\Omega$ und als sekundärseitige Schalter S_5, S_6 MOSFET des Typs IRFB8409 mit dem Kanalwiderstand $R_{\text{DSonr}} = 0,9 \text{ m}\Omega$ angesetzt.

Die simulierte Verlustverteilung für den gesamten Konverter ist in Abb. 90 für vier Arbeitspunkte dargestellt. Bei der kleinsten Eingangsspannung $U_{\text{in}} = 250 \text{ V}$ erreicht der Eingangsstrom I_{in} seinen Maximalwert. Um auf die Zwischenkreisspannung $u_{\text{zk}} = 400 \text{ V}$ hochzusetzen wird der Hochsetzsteller mit einem Tastverhältnis $D = 37,5 \%$ betrieben. Hier ist die Schwankung des Spulenstroms bereits relativ hoch, das Maximum der Schwankung tritt bei $D = 50 \%$ auf.

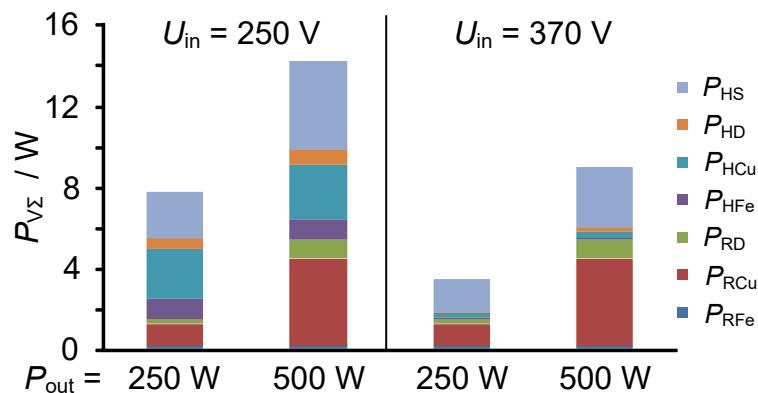


Abb. 90: Verlustverteilung für den kompletten Konverter bei verschiedenen Eingangsspannungen und Ausgangsleistungen

In der Folge sind die Durchlassverluste P_{HD} und Schaltverluste P_{HS} der Leistungsschalter S_1, S_2 und die Wicklungsverluste P_{HCu} der Drosselspule besonders groß. Bei der höchsten Eingangsspannung $U_{\text{in}} = 370 \text{ V}$ genügt ein Tastverhältnis von $D = 8,1 \%$ um die Zwischenkreisspannung $u_{\text{zk}} = 400 \text{ V}$ zu stellen, d.h. der Leistungsschalter S_1 ist fast dauerhaft eingeschaltet. Die Stromschwankung ist nahe ihres Minimums, welches bei $D = 0 \%$ erreicht wird. Aufgrund des stark reduzierten Wechselanteils des Stromes durch die Drosselspule wirkt sich dies vor allem auf die Wicklungsverluste P_{HCu} und die Kernverluste P_{HFe} aus. Die Spannungen $U_{\text{zk}}, U_{\text{out}}$ am Resonanzkonverter sind unabhängig von der Eingangsspannung, hier zeigt sich nur die Auswirkung der Ausgangsleistung P_{out} auf die Durchlassverluste P_{RD} der Leistungsschalter und die Kern- P_{RFe} und Wicklungsverluste P_{RCu} des Transfomators.

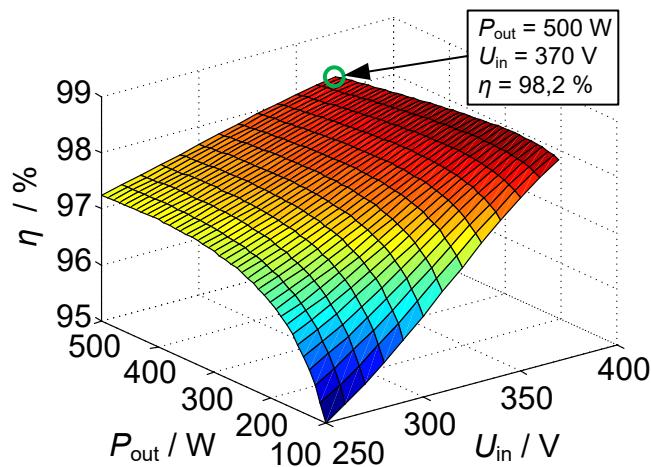


Abb. 91: Wirkungsgrad η in Abhängigkeit zur Ausgangsleistung P_{out} und der Eingangsspannung U_{in}

Abb. 91 zeigt den Wirkungsgrad η für den kompletten Eingangsspannungsbereich und für Ausgangsleistungen von $P_{\text{out}} = 100 \dots 500 \text{ W}$. Der maximale Wirkungsgrad $\eta = 98,2 \%$ wird bei der höchsten Eingangsspannung und Ausgangsleistung erzielt. Für Eingangsspannungen unter 275 V fällt der Wirkungsgrad bei Schwachlast unter 96 %. Diese Arbeitspunkte werden aber unter Umständen nicht oder nur selten erreicht, da das Batteriemanagement des Elektrofahrzeugs normalerweise eine Restenergiemenge in der Batterie belässt und folglich die minimal mögliche Batteriespannung in der Praxis nicht auftritt.

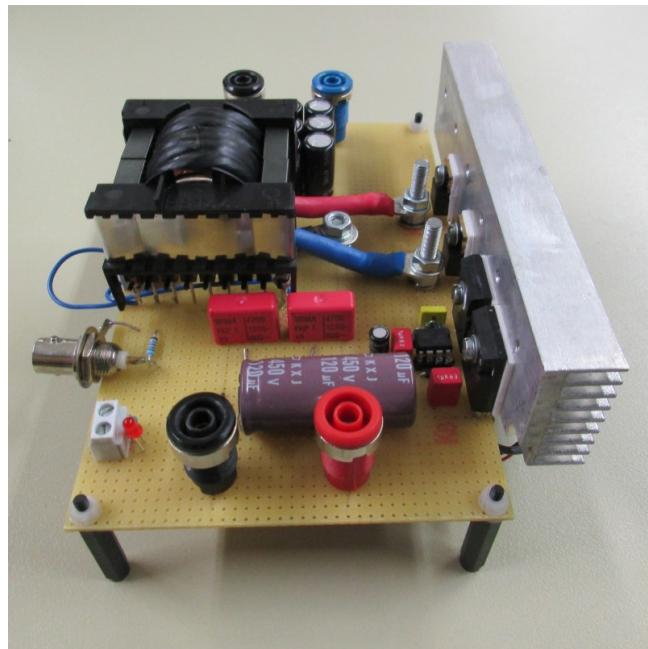


Abb. 92: Versuchsaufbau Serienresonanzkonverter

6. Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wurde die Messung und Modellierung der Verluste in Leistungshalbleitern mit großer Bandlücke und den typischen magnetischen Bauteilen betrachtet. Für diesen Zweck wurden diverse Versuchsaufbauten für die Messung der Schaltverluste in den Leistungshalbleitern auf Basis des Doppelpulsversuches und für die Messung von Kernverlusten in magnetischen Bauteilen entwickelt.

Anhand der gewonnenen Daten wurden Verlustmodelle für die Bauteile erstellt und mit numerischen Skripten Schaltungssimulationen für einige gebräuchliche Applikationen durchgeführt. Durch die Beschränkung auf die für die Berechnung der Verluste nötigen Größen konnte die Berechnungszeit kurz gehalten werden. So konnte das Modell für einen netzfreundlichen Gleichrichter mit der Berechnung der Durchlass- und Schaltverluste der Leistungshalbleiter sowie der Wicklungs- und Kernverluste der Drosselpule jeweils für eine halbe Netzperiodendauer innerhalb von eineinhalb Minuten für 12000 unterschiedliche Parametersätze ausgeführt werden.

Mit dem Ziel, die Wicklungsverluste in Drosselpulnen bei hohen Schaltfrequenzen zu reduzieren, wurde eine Variante mit einer gemischten Wicklung bestehend aus Volldraht und Hochfrequenzlitze untersucht. Hierbei konnte der Wirkungsgrad bei Volllast in einem DC-DC-Konverter um 0,6 % gegenüber einer Wicklung aus Volldraht und 0,4 % gegenüber einer Wicklung aus Hochfrequenzlitze gesteigert werden.

Aufgrund der zunehmenden messtechnischen Herausforderungen, die sich durch den Betrieb schnell schaltender Leistungshalbleiter bei hohen Schaltfrequenzen ergeben, insbesondere bei der Strommessung, wurde ein kalorimetrisches Messverfahren als Alternative zur direkten, elektrischen Messung untersucht. Die für diese Messmethode typische lange Versuchsdauer von anfänglich bis zu 240 Minuten pro Arbeitspunkt konnte durch Entwicklung einer kompensierenden Temperaturregelung auf unter 45 Minuten reduziert werden. Bisher gibt es im verwendeten Kalorimeter keine Möglichkeit, die sich am Prüfling einstellende absolute Temperatur zu beeinflussen. So kann es passieren, dass Prüflinge bei höheren Temperaturen gemessen werden, als sie später im Gerät ausgesetzt sind. Dies ließe sich nur durch die Anpassung der Umgebungstemperatur lösen, etwa indem das Kalorimeter in einen Temperaturschrank eingebaut wird. Die Messung und Regelung der Differenztempe-

ratur erfolgt derzeit mit einem dSpace-System, welches mit dieser Aufgabe weitaus unterfordert ist. Hier könnte ein Mikrocontroller mit einem entsprechenden Programm Abhilfe schaffen. Ein generelles Problem der kalorimetrischen Messung ist der Umstand, dass immer nur die Gesamtverluste gemessen werden können. Es ist aber nicht immer möglich, bei einem Prüfling nur eine Verlustart, also z.B. Kern- oder Wicklungsverluste bei magnetischen Bauteilen und Schalt- oder Durchlassverluste bei Leistungshalbleitern zu generieren. Wird für die Modellierung nur eine Verlustart benötigt, muss sie durch geeignete Berechnungen von den Gesamtverlusten isoliert werden, wodurch sich einige Fehlerquellen ergeben. Die kalorimetrische Bestimmung der Schaltverluste stellt vor allem eine Möglichkeit dar, die Ergebnisse aus der elektrischen Messung per Doppelpulsversuch zu verifizieren. Aufgrund des hohen Zeitaufwands empfiehlt es sich, den Doppelpulsversuch durch Verwendung hochauflösender, digitaler Speicheroszilloskope, breitbandigen Tastköpfen und möglichst exakter Kalibrierung weiter zu verbessern um mit den immer schneller schaltenden Leistungshalbleitern Schritt zu halten. Da dieses Problem alle Anwender der Leistungshalbleiter mit großer Bandlücke betrifft, werden die Messgerätehersteller den gestiegenen Anforderungen Rechnung tragen müssen und in Zukunft entsprechende Messmittel anbieten.

A. Anhang

A.1 Platine zur Steuerung des Doppelpulsversuchs

Für die rechnergestützte Durchführung von Schaltverlustmessungen mit dem Doppelpulsversuch wurde eine Steuerplatine entwickelt. Herzstück der Platine ist ein ATMega32 8 Bit Mikrocontroller des Herstellers Atmel. Die vorhandenen Schnittstellen sind in Tab. 20 zusammengefasst.

Port am Mikrocontroller	Funktion
PC0, PC1, PC2, PC3	Digitaler Ausgang +5 V, optional Treiberausgang +15 V
PA0, PA1, PA2, PA3	Analoger Eingang ± 15 V, Auflösung 10 Bit
UART	Serielle Schnittstelle RS232
SPI	Programmierschnittstelle
PB0, PB1	Taster 1, 2
PB2, PB3	LED 1, 2

Tab. 20: Schnittstellen, Bedien- und Anzeigeelemente an der Steuerplatine

Die digitalen Ausgänge PC0, PC1 dienen zur Erzeugung der Schaltsignale für bis zu zwei Transistoren in der Halbbrückenschaltung des Doppelpulsversuchs. Der digitale Ausgang PC2 wird für das Schalten des Heizwiderstandes zur Einstellung der Halbleitertemperatur genutzt. Um die Speichertiefe des digitalen Speicheroszilloskops optimal ausnutzen zu können, sollten die Strom- und Spannungsverläufe gezielt ab dem zweiten Puls aufgenommen werden. Daher wird der digitale Ausgang PC3 zur Triggerung des Oszilloskops verwendet. Die Halbleitertemperatur wird mit einem PT100-Temperatursensor gemessen und dem analogen Eingang PA0 zugeführt. Ein digitaler Zweipunktregler stellt die gewünschte Temperatur ein. Die Sollwerte für Temperatur und der Dauer des ersten Pulses, welcher dem Aufbau des gewünschten Schalterstromes dient, werden über die UART-Schnittstelle vom Laborrechner an das Programm im Mikrocontroller übergeben. Zusätzlich kann die aktuelle Schaltertemperatur abgefragt werden.

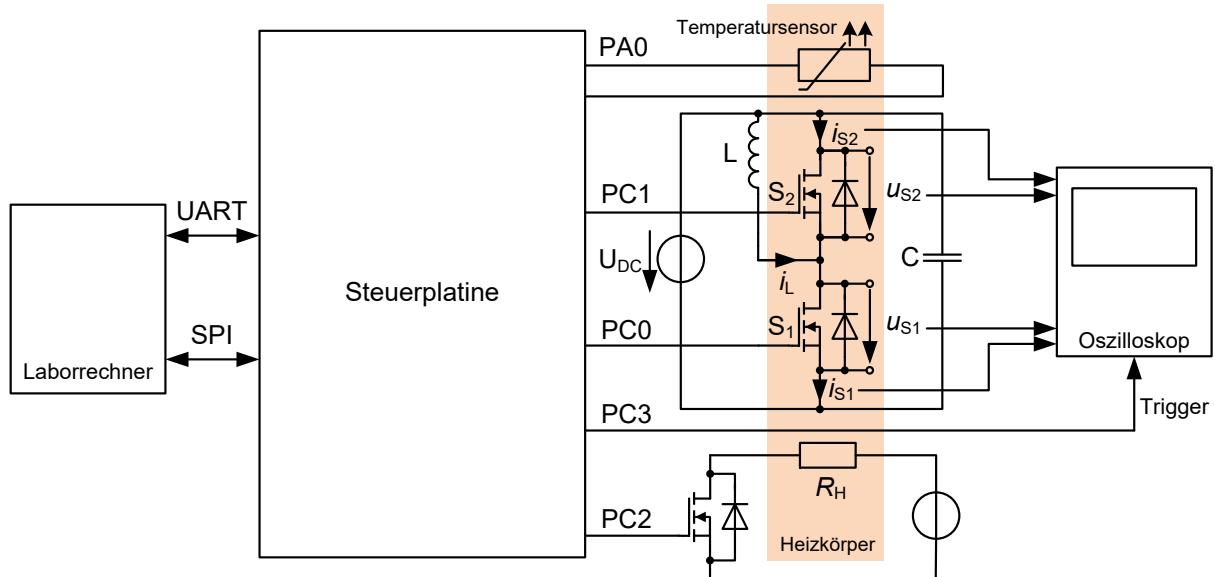


Abb. 93: Schematischer Aufbau des Doppelpulsversuches mit der Steuerplatine

In Abb. 93 sind die Verbindungen zwischen Laborrechner, Steuerplatine, Doppelpulsplatine, Heizkörper und Oszilloskop dargestellt. Die Platine selbst ist in Abb. 94 dargestellt, den Schaltplan zeigt Abb. 95.

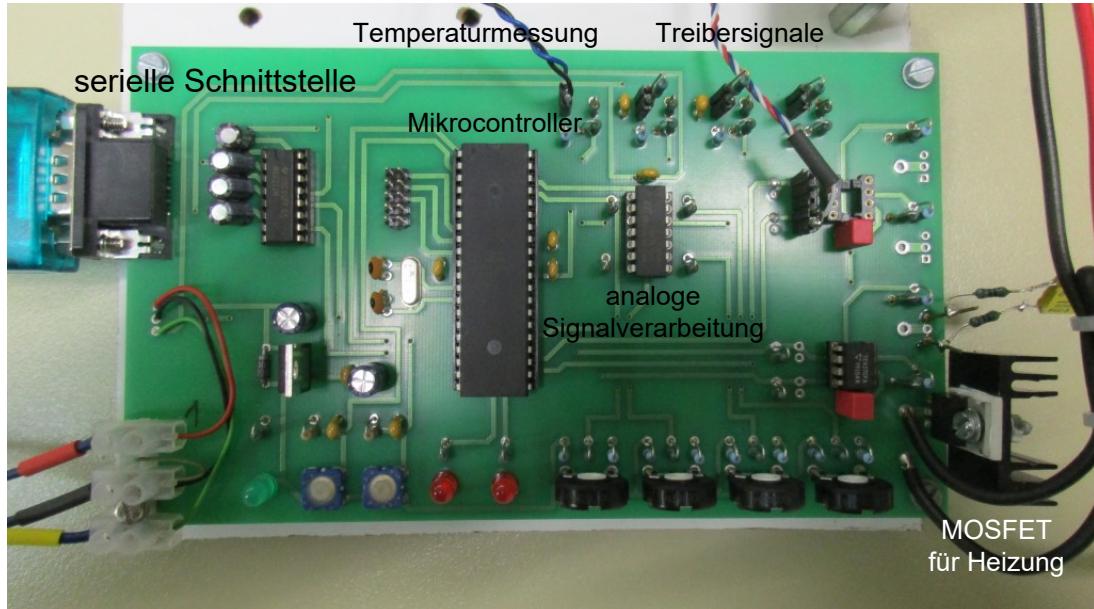


Abb. 94: Steuerplatine für den Doppelpulsversuch im Detail

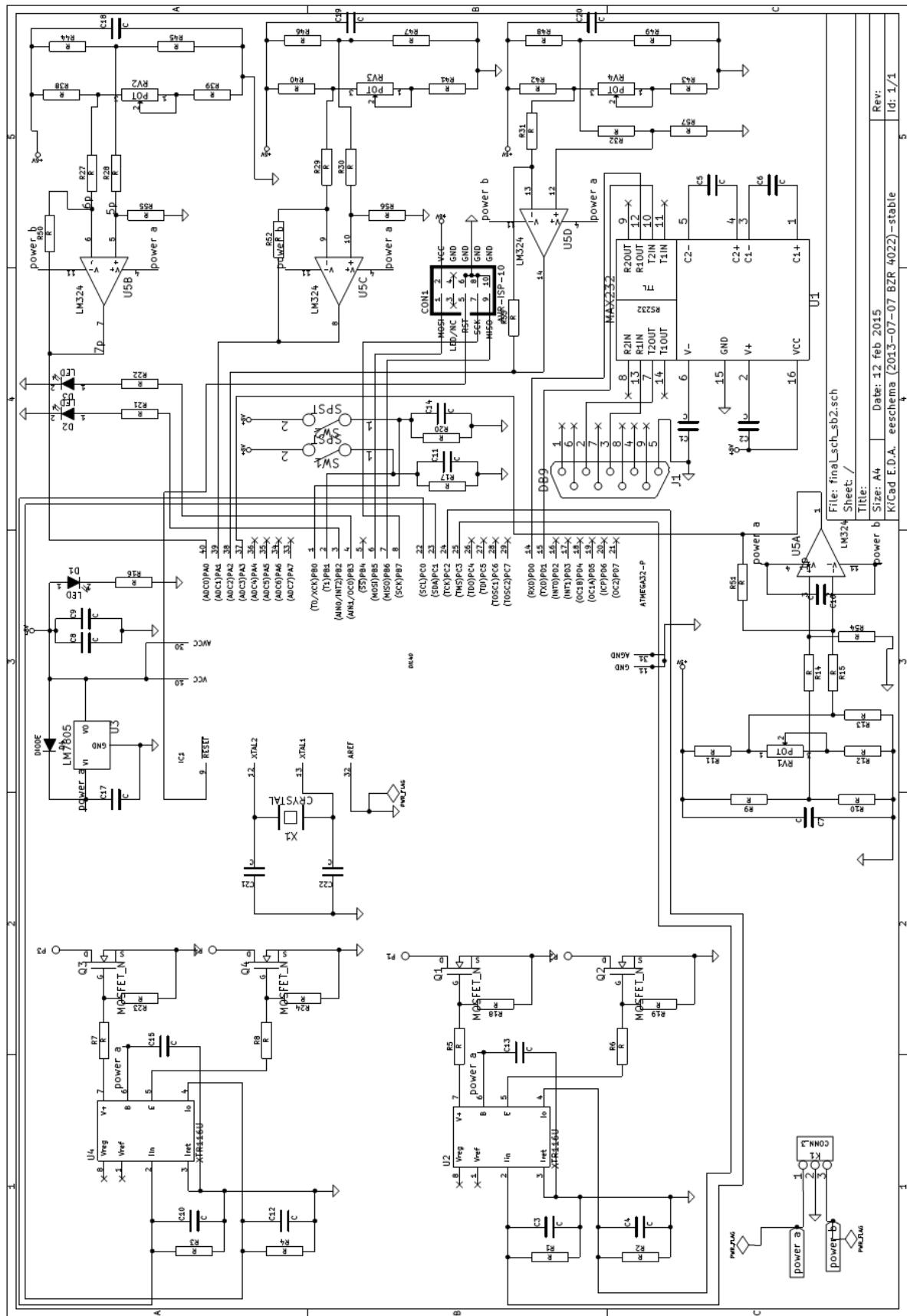


Abb. 95: Schaltplan der Steuerplatine für den Doppelpulsversuch

A.2 Reluktanzmodell der Drosselspule

In leistungselektronischen Konvertern kommen bei Schalfrequenzen im Bereich von 20 – 500 kHz überwiegend Drosselspulen mit Kernen aus Ferrit oder Eisenpulver zum Einsatz. Bei toroidförmigen Kernen wird die Wicklung direkt auf den Kern aufgebracht, während Kerne in Doppel-E-Form nachträglich in den bereits mit der Wicklung versehenen Wickelkörper eingeschoben werden. Neben der vereinfachten Herstellung der Wicklung hat diese Anordnung den Vorteil, dass zwischen den Kernhälften ein Platzhalter aus nicht-magnetischem Material eingebaut werden kann, der einen „Luftspalt“ mit der Dicke l_δ definiert.

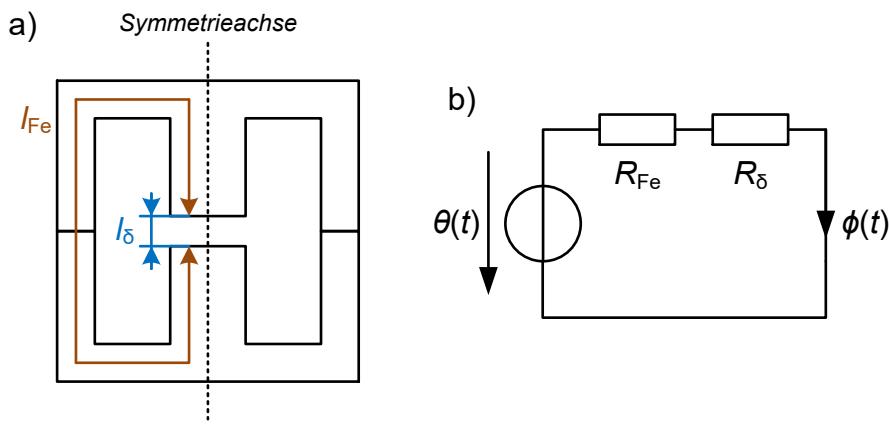


Abb. 96: a) Skizze und b) Reluktanzmodell eines Doppel-E Ferritkerns mit Luftspalt

Bei Doppel-E-Kernen (und vielzähligen weiteren Varianten dieser Bauform) ist die Fläche A_{Fe} des Mittelschenkels doppelt so groß wie die Fläche eines Außenschenkels. Der Luftspalt befindet sich nur zwischen den Enden des Mittelschenkels, während die Außenschenkel plan aufeinander stoßen. Somit ergibt sich eine Symmetriechse durch den Mittelschenkel (s. Abb. 96) und die Anordnung lässt sich auf einen Eisenkern mit mittlerer Länge l_{Fe} und konstanter Querschnittsfläche A_{Fe} reduzieren. Am Luftspalt tritt der magnetische Fluss etwas über die Fläche des Mittelschenkels heraus. Daher ist die Flussdichte im Luftspalt etwas niedriger. Für das Reluktanzmodell kann man bei kleinen Luftspalten aber näherungsweise davon ausgehen, dass die Querschnittsfläche A_δ des Luftspalts nahezu identisch mit der Querschnittsfläche A_{Fe} des Eisenkerns ist.

Für die Reluktanz des Eisenkerns R_{Fe} und die Reluktanz des Luftspalts R_{δ} ergeben sich die folgenden Ausdrücke:

$$R_{\text{Fe}} = \frac{l_{\text{Fe}}}{\mu_r \mu_0 A_{\text{Fe}}}, \quad (\text{A.1})$$

$$R_{\delta} = \frac{l_{\delta}}{\mu_0 A_{\delta}}. \quad (\text{A.2})$$

In Summe erhält man für die magnetische Reluktanz der Drosselspule:

$$R_{\Sigma} = R_{\text{Fe}} + R_{\delta} = \frac{1}{\mu_0 A_{\text{Fe}}} \left(\frac{l_{\text{Fe}}}{\mu_r} + l_{\delta} \right). \quad (\text{A.3})$$

Anhand der Anzahl der Windungen N kann nun die Induktivität L der Drosselspule berechnet werden:

$$L = \frac{N^2}{R_{\Sigma}} = N^2 \mu_0 A_{\text{Fe}} \frac{1}{\frac{l_{\text{Fe}}}{\mu_r} + l_{\delta}} = \frac{N^2 \mu_r \mu_0 A_{\text{Fe}}}{l_{\text{Fe}} + \mu_r l_{\delta}}. \quad (\text{A.4})$$

Die relative Permeabilität eines üblichen Eisenkerns liegt im Bereich von einigen tausend. Daraus ist ersichtlich, warum der Luftspalt maßgeblich für die Energiespeicherung der Drosselspule ist:

$$W = \frac{1}{2} \int_V H \cdot B \cdot dV = \frac{1}{2} \frac{B^2 A_{\text{Fe}}}{\mu_0} \left(\frac{l_{\text{Fe}}}{\mu_r} + l_{\delta} \right) \text{ mit } \frac{l_{\text{Fe}}}{\mu_r} \ll l_{\delta}. \quad (\text{A.5})$$

Aus der magnetischen Feldstärke $\theta(t)$ lässt sich zunächst der magnetische Fluss $\phi(t)$ und durch Division mit der Querschnittsfläche A_{Fe} die magnetische Flussdichte $b_{\text{L}}(t)$ bestimmen:

$$\phi(t) = \frac{\theta(t)}{R_{\Sigma}} = \frac{N \cdot i_{\text{L}}(t)}{R_{\Sigma}}, \quad (\text{A.6})$$

$$b_{\text{L}}(t) = \frac{\phi(t)}{A_{\text{Fe}}} = \frac{N \cdot i_{\text{L}}(t)}{A_{\text{Fe}} \cdot R_{\Sigma}} = \frac{N \cdot i_{\text{L}}(t)}{A_{\text{Fe}}} \cdot \mu_0 A_{\text{Fe}} \cdot \frac{1}{\frac{l_{\text{Fe}}}{\mu_r} + l_{\delta}} = \frac{\mu_0 N}{\frac{l_{\text{Fe}}}{\mu_r} + l_{\delta}} \cdot i_{\text{L}}(t). \quad (\text{A.7})$$

A.3 Oszillogramme der Schaltzeiten und Spannungsdifferenzen für die Abschätzung der Schaltverluste

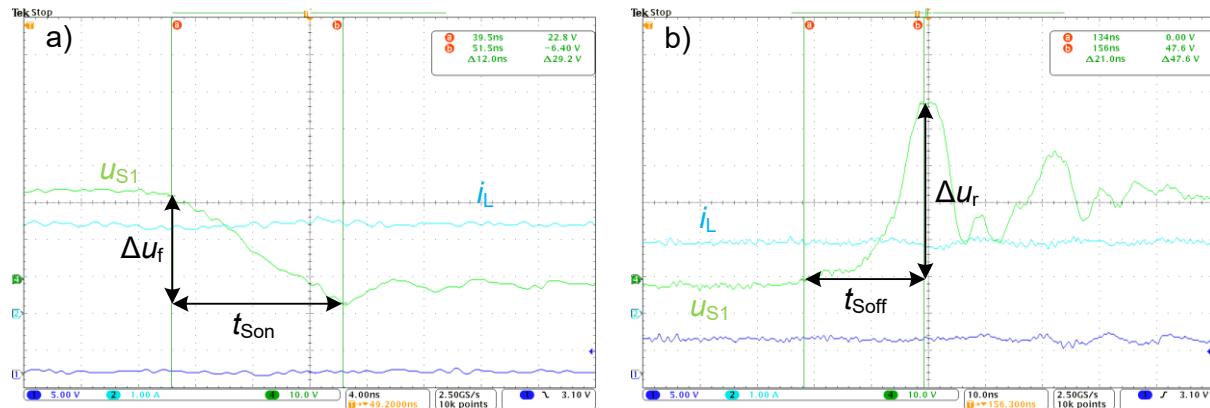


Abb. 97: Spannungsverlauf u_{S1} am Schalter S_1 beim a) Einschalten b) Ausschalten für den mittleren Schalterstrom $i_s = 2 \text{ A}$

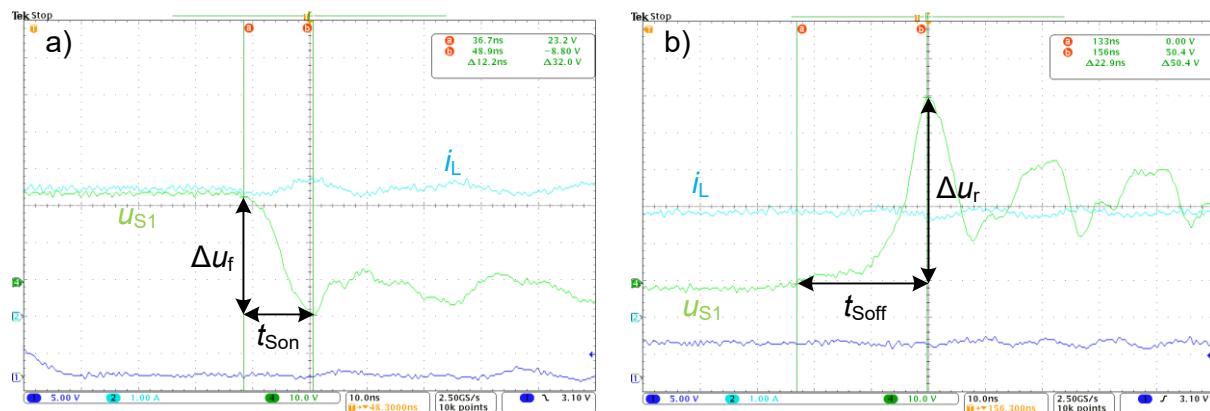


Abb. 98: Spannungsverlauf u_{S1} am Schalter S_1 beim a) Einschalten b) Ausschalten für den mittleren Schalterstrom $i_s = 3 \text{ A}$

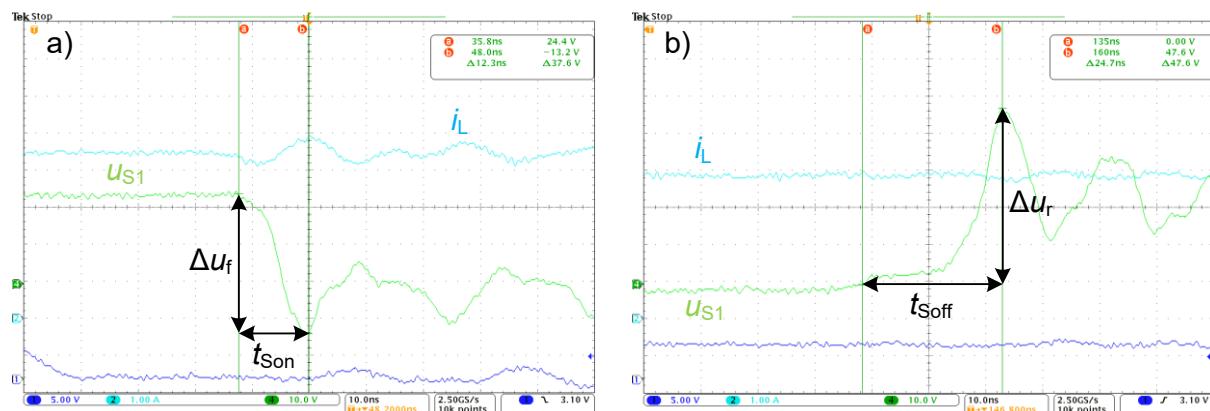


Abb. 99: Spannungsverlauf u_{S1} am Schalter S_1 beim a) Einschalten b) Ausschalten für den mittleren Schalterstrom $i_s = 4 \text{ A}$

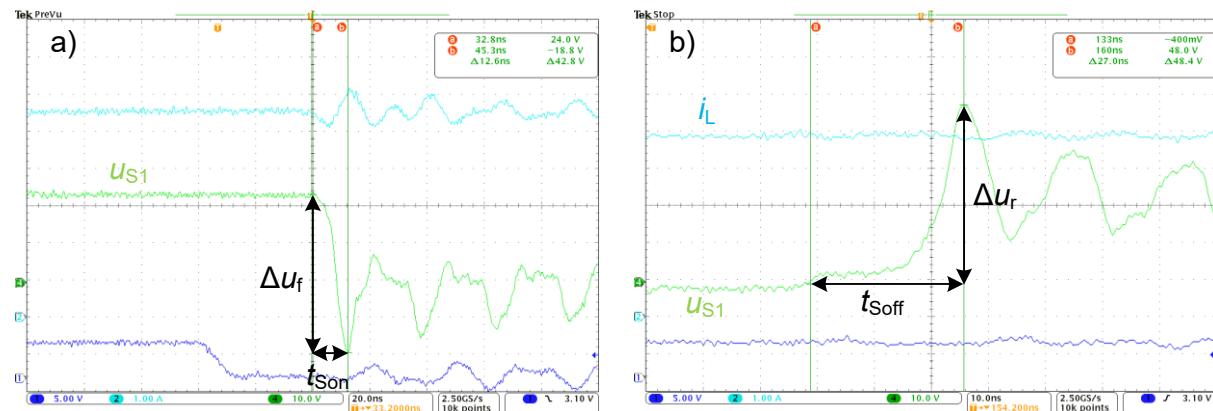


Abb. 100: Spannungsverlauf u_{S1} am Schalter S_1 beim a) Einschalten b) Ausschalten für den mittleren Schalterstrom $i_s = 5\text{ A}$

A.4 Treiberschaltung für Panasonic GaN-Transistor

Um die Schwellenspannung in den Bereich $u_{gs} > 0$ V zu verschieben, besitzt der GaN-Transistor zwischen Gate und Source eine pn-Struktur die sich als parasitäre Diode D_{gs} beschreiben lässt (s. Abb. 101). Im eingeschalteten Zustand ist die Spannung an der Diode D_{gs} in Vorwärtsrichtung, die Gate-Source-Spannung wird auf $u_{gs} = 3,2$ V geklemmt.

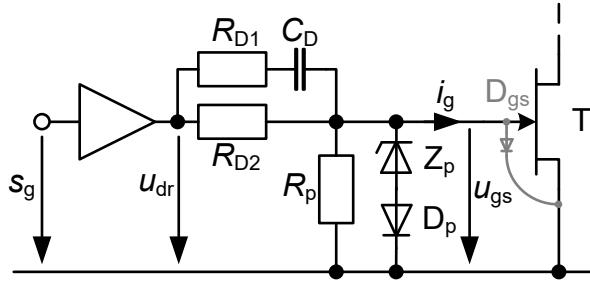


Abb. 101: Treiberschaltung für den Panasonic GaN-Transistor

Um die Verlustleistung in der pn-Struktur zu begrenzen, wird ein Vorwiderstand R_{D2} vorgesehen. Anhand der Treiberspannung u_{dr} und dem empfohlenen kontinuierlichen Gate-Source-Strom $i_{g,2}$ folgt:

$$R_{D2} = \frac{u_{dr} - u_{gs}}{i_{g,2}}. \quad (\text{A.8})$$

Drei zusätzliche Komponenten wurden eingefügt, um das Gate vor Überspannung (Z_p , D_p) und elektromagnetischen Störungen (R_p) zu schützen. Der initiale Gate-Ladestrom wird mit dem Widerstand R_{D1} eingestellt:

$$R_{D1} = \frac{u_{dr}}{i_{g,1} - \frac{u_{dr}}{R_{D2}}}. \quad (\text{A.9})$$

Durch den Wert des Kondensators C_D wird die Gate-Ladezeit T_{ch} festgelegt. Diese hat einen Einfluss auf die Schaltgeschwindigkeit beim Einschaltvorgang.

$$C_D = \frac{i_g \cdot T_{ch}}{u_{dr}} \quad (\text{A.10})$$

Beim Abschalten entlädt sich der Kondensator C_D über die Widerstände R_{D1} und R_{D2} , wobei kurzzeitig eine negative Spannung am Gate anliegt. Hierdurch wird sichergestellt, dass der Transistor zuverlässig abschaltet.

Ausgangsspannung des Treibers	$u_{dr} = 10 \text{ V}$
Initialer Gate-Strom beim Einschaltvorgang	$i_{g,1} = 200 \text{ mA}$
Kontinuierlicher Gate-Strom	$i_{g,2} = 20 \text{ mA}$
Gate-Ladezeit	$T_{ch} = 150 \text{ ns}$
Widerstandswert R_{D1}	$R_{D1} = 58 \Omega$
Widerstandswert R_{D2}	$R_{D2} = 350 \Omega$
Kapazität C_D	$C_D = 3,0 \text{ nF}$

Tab. 21: Auslegung der Treiberschaltung gemäß Herstellerempfehlungen

Die Werte u_{gs} , $i_{g,1}$, $i_{g,2}$, T_{ch} wurden den Herstellerempfehlungen entnommen (s. Tab. 21), die Ausgangsspannung u_{dr} des Treibers ergab sich aus dessen kleinsten möglichen Versorgungsspannung.

A.5 Herleitung Streuinduktivität

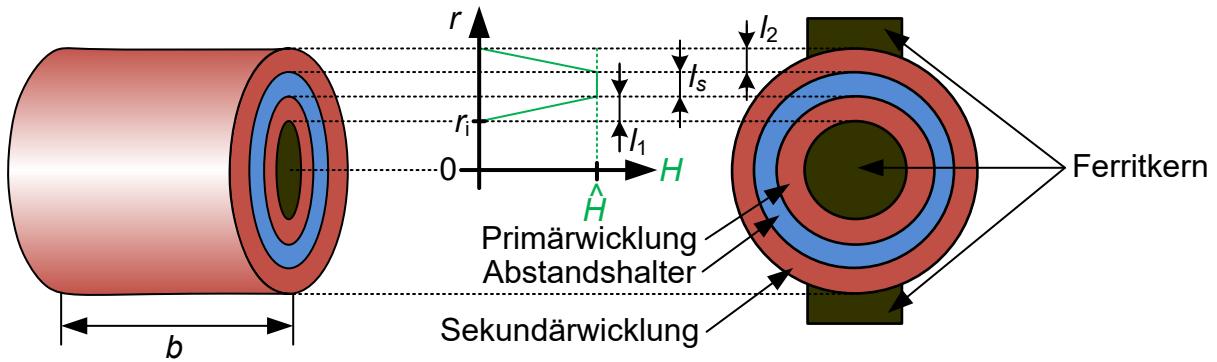


Abb. 102: Wicklungsgeometrie des Transfomators mit eingebautem Streupfad

Die Streuinduktivität des Transfomators mit eingebautem Streupfad kann aus der im Magnetfeld gespeicherten Energie abgeschätzt werden. Die Anordnung ist rotations-symmetrisch um die Mittelachse des Ferritkerns (s. Abb. 102). Der Wickelraum wird in drei Intervalle eingeteilt: Die Primärwicklung mit der Länge l_1 , der Abstandshalter mit der Länge l_s und die Sekundärwicklung mit der Länge l_2 . Der Spitzenwert der magnetischen Feldstärke H ergibt sich aus der primärseitigen Windungszahl N_1 , der Wickelbreite b und dem Strom durch die Primärwicklung i_1 :

$$\hat{H} = \frac{N_1 i_1^2}{b}. \quad (\text{A.11})$$

Die magnetische Energie E_m bestimmt sich aus der Integration über das Produkt aus magnetischer Flussdichte B und magnetischer Feldstärke H für das komplette Volumen des Wickelfensters V :

$$E_m = \frac{1}{2} \int_V BH \cdot dV = \frac{\mu_0 b}{2} \int_{\text{Wickel-fenster}} 2\pi r H^2(r) \cdot dr. \quad (\text{A.12})$$

Das Integral wurde unter Zuhilfenahme der Guldinschen Regel zur Volumenberechnung von Rotationskörpern berechnet [Bro05]. Für die parabelförmigen Verläufe von $H^2(r)$ gilt, dass die Fläche unter einem Parabelast $1/3$ der aufgespannten Rechteckfläche beträgt. Der Flächenschwerpunkt liegt bei $3/4$ der Basislinie bei einer steigenden Parabel bzw. bei $1/4$ der Basislinie bei einer fallenden Parabel. Somit ergibt sich die magnetische Energie zu:

$$\begin{aligned}
 E_m &= \mu_0 b \pi \left(\int_{r_i}^{r_i + l_1} r H^2(r) \cdot dr + \int_{r_i + l_1}^{r_i + l_1 + l_s} r H^2(r) \cdot dr + \int_{r_i + l_1 + l_s}^{r_i + l_1 + l_s + l_2} r H^2(r) \cdot dr \right) \\
 &= \mu_0 b \pi \left(\left(r_i + \frac{3}{4} l_1 \right) \frac{\hat{H}^2 l_1}{3} + \left(r_i + l_1 + \frac{1}{2} l_s \right) \hat{H}^2 l_s + \left(r_i + l_1 + l_s + \frac{1}{4} l_2 \right) \frac{\hat{H}^2 l_2}{3} \right) \\
 &= \mu_0 b \pi \hat{H}^2 \left(\frac{r_i l_1}{3} + \frac{l_1^2}{4} + \left(r_i + l_1 + \frac{1}{2} l_s \right) l_s + \left(r_i + l_1 + l_s + \frac{1}{4} l_2 \right) \frac{l_2}{3} \right) \\
 &= \frac{\mu_0 \pi N_1^2 i_1^2}{b} \left(\frac{r_i l_1}{3} + \frac{l_1^2}{4} + \left(r_i + l_1 + \frac{1}{2} l_s \right) l_s + \left(r_i + l_1 + l_s + \frac{1}{4} l_2 \right) \frac{l_2}{3} \right). \quad (A.13)
 \end{aligned}$$

Aus dem Strom i_1 durch die primärseitige Streuinduktivität $L_{1\sigma}$ folgt für die gespeicherte Energie:

$$E_{L1\sigma} = \frac{1}{2} L_{1\sigma} i_1^2. \quad (A.14)$$

Durch Gleichsetzen von (A.13) und (A.14) erhält man einen Zusammenhang zwischen der Streuinduktivität und der Wicklungsgeometrie:

$$\begin{aligned}
 E_{L1\sigma} &= E_m \\
 \Leftrightarrow \frac{1}{2} L_{1\sigma} i_1^2 &= \frac{\mu_0 \pi N_1^2 i_1^2}{b} \left(\frac{r_i l_1}{3} + \frac{l_1^2}{4} + \left(r_i + l_1 + \frac{1}{2} l_s \right) l_s + \left(r_i + l_1 + l_s + \frac{1}{4} l_2 \right) \frac{l_2}{3} \right) \\
 \Leftrightarrow L_{1\sigma} &= \frac{\mu_0 \pi N_1^2}{b} \left(\frac{r_i l_1}{3} + \frac{l_1^2}{4} + \left(r_i + l_1 + \frac{1}{2} l_s \right) l_s + \left(r_i + l_1 + l_s + \frac{1}{4} l_2 \right) \frac{l_2}{3} \right). \quad (A.15)
 \end{aligned}$$

Literaturverzeichnis

[Agl03] N.N.: „Agilent Precision Impedance Analyzer 4294A“, Datenblatt, Agilent Technologies, USA, 2003.

[Alb17] Albach, M.: „Induktivitäten in der Leistungselektronik“, Springer-Verlag, 2017.

[Bal06] Balogh, L.: „Design And Application Guide For High Speed MOSFET Gate Drive Circuits“, Application Note Nr. 169, Texas Instruments, Dallas, TX, USA, 2006.

[Bau13] Baurichter, J.: „Verlustmodellierung und Effizienzoptimierung einer hart schaltenden, netzfreundlichen Pulsgleichrichterstufe (PFC) im nichtlückenden Betrieb“, Masterarbeit, Universität Paderborn, 2013.

[BBH+13] Bolte, S.; Baurichter, J.; Henkenius, C.; Fröhleke, N.; Böcker, J.; Figge, H.: „Verlustmodellierung und Effizienzoptimierung einer hart schaltenden, netzfreundlichen Pulsgleichrichterstufe (PFC)“, Internationaler ETG Kongress, Berlin, Germany, 2013.

[BSF+15] Bolte, S.; Speerschneider, A.; Fröhleke, N.; Böcker, J.: „A Comparison of On-Board Chargers for Electric Vehicles with Variable DC-Link Voltage“, IEEE International Conference on Smart Energy Grid Engineering, Oshawa, Canada, 2015.

[BFB15] Bolte, S.; Fröhleke, N.; Böcker, J.: „Efficiency Optimization for a Power Factor Correction (PFC) Rectifier with Gallium Nitride Transistor“, 3rd IEEE Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications, Blacksburg, USA, 2015.

[BFB16¹] Bolte, S.; Fröhleke, N.; Böcker, J.: „Isolated On-Board DC-DC Converter for Power Distribution Systems in Electric Vehicles“, International Exhibition and Conference for Power Electronics, PCIM Europe, Nürnberg, Germany, 2016.

[BFB16²] Bolte, S.; Fröhleke, N.; Böcker, J.: „DC-DC Converter Design for Power Distribution Systems in Electric Vehicles using Calorimetric Loss Measurements“, 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2016), Karlsruhe, Germany, 2016.

[BFB16³] Bolte, S.; Fröhleke, N.; Böcker, J.: „Comparison of the Performance of Gallium Nitride (GaN) Transistors in a Totem-Pole Power Factor Controlled (PFC) Rectifier“, 38th IEEE International Telecommunications Energy Conference, INTELEC, Austin, Texas, USA, 2016.

[BAB17] Bolte, S.; Afidi, J.; Böcker, J.: „Winding Concepts for High Frequency Inductors with Reduced DC Resistance“, 39th IEEE International Telecommunications Energy Conference, INTELEC, Gold Coast, Australia, 2017.

[BHB+17] Bolte, S.; Henkenius, C.; Böcker, J.; Zibart, A.; Kenig, E.; Figge, H.: „Wasergekühltes On-Board-Ladegerät mit optimiertem Kühlkanal“, BMBF Produktionsforschung, WBK17_05 it's OWL, 2017.

[BKA+17] Bolte, S.; Keuck, L.; Afidi, J.; Fröhleke, N.; Böcker, J.: „Calorimetric Measurements with Compensating Temperature Control“, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Edinburgh, Scotland, United Kingdom, 2017.

[BWA+17] Bolte, S.; Wohlrab, L.; Afidi, J.; Fröhleke, N.; Böcker, J.: „Calorimetric Measurement of Wide-Bandgap Semiconductors Switching Losses“, PCIM Europa, Nürnberg, Germany, 2017.

[BBK+17] Bolte, S.; Böcker, J.; Kenig, E.; Zibart, A.; Figge, H.: „Water-Cooled On-Board Charger With Optimized Cooling Channel“, 19th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'17 ECCE Europe, Warsaw, Poland, 2017.

[BFB18] Bolte, S.; Fröhleke, N.; Böcker, J.: „GaN Buck Converter in CCM with Optimized High-Frequency Inductors“, PCIM Europe 2018, Nürnberg, Germany, 2018.

[Bri14] Brinkmann, R.: "Verlustmodellierung und Effizienzoptimierung der Schwingkreisinduktivität eines LLC-Resonanzkonverters", Masterarbeit, Paderborn, 2014.

[Bro05] Bronstein, I.; Semendjajew, K.; Musiol, G.; Mühlig, H.: „Taschenbuch der Mathematik“, Harri Deutsch Verlag, Frankfurt am Main, 2005.

[Bro15] Brown, R.: „A Novel AlGaN/GaN Based Enhancement-Mode High Electron Mobility Transistor with Sub-Critical Barrier Thickness“, Dissertation, University of Glasgow, Großbritannien, 2015.

[CPI85] Clemente, S.; Pelly, B.; Isidori, A.: „Understanding HEXFET Switching Performance“, International Rectifier Hexfet Databook, El Segundo, CA, USA, 1985.

[CRC+16] Czyz, P.; Reinke, A.; Cichowski, A.; Sleszynski, P.: "Performance comparison of a 650 V GaN SSFET and CoolMOS", International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG), 2016.

[Dal17] N.N.: „Wirewound Resistors, Industrial Power, Aluminum Housed, Chassis Mount“, Datenblatt, Vishay Dale, Malvern, PA, USA, 2017.

[Dow66] Dowell, P.: „Effects of eddy currents in transformer windings“, Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, 1966.

[EN05] N.N.: „EN61000 Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV): Grenzwerte für Oberschwingungsströme“, Norm, 2005.

[Epc13] N.N.: „EPCOS Data Handbook Ferrites and Accessories“, Handbuch, EPCOS AG, München, 2013.

[Flu06] N.N.: „8845A/8846A Multimeter Bedienungshandbuch“, Bedienungsanleitung, Fluke Corporation, WA, USA, 1999.

[FMS+07] Funaki, T.; Matsushita, M.; Sasagawa, M.; Kimoto, T.; Hikihara, T.: „A Study on SiC Devices in Synchronous Rectification of DC-DC Converter“, Applied Power Electronics Conference (APEC), 2007.

[Frö08] Fröhleke, N.: „Elektronische Stromversorgungen“, Vorlesungsskript, Paderborn, 2008.

[GA16] George, K.; Ang, S.: „Topology Survey for GaN-Based High Voltage Step-Down Single-Input Multi-Output DC-DC Converter Systems“, IEEE 4th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA), Fayetteville, USA, 2016.

[GaN14] N.N.: „How to Drive GaN Enhancement Mode Power Switching Transistors“, Applikationsbericht, GaN Systems, Ottawa, Kanada, 2014.

[GaN16] N.N.: „GS61008P Bottom-side cooled 100 V E-mode GaN transistor“, Datenblatt, GaN Systems, Ottawa, Kanada, 2016.

[GGB+01] Gamil, A.; Gueldner, H.; Boehme, F.; Wolf, H.: „Determine the efficiency of any power electronic device using heat transfer theory“, Electrical Machines and Systems, ICEMS, 2001.

[GGY+15] Guo, J.; Ge, H.; Ye, J.; Emadi, A.: „Improved Method for MOSFET Voltage Rise-Time and Fall-Time Estimation in Inverter Switching Loss Calculation“, IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2015.

[HKB+10] Hilt, O.; Knauer, A.; Brunner, F.; Bahat-Treidel, E.; Würfl, J.: „Normally-off AlGaN/GaN HFET with p-Type GaN Gate and AlGaN Buffer“, 6th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS), 2010.

[HJJ08] Huber, L.; Yuntaek, J.; Jovanovic, M.: „Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers“, 23. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008.

[JB13] Jaritz, M.; Biela, J.: „Analytical Model for the Thermal Resistance of Windings Consisting of Solid or Litz Wire“, 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2013.

[JRA+14] Jenkins, L.; Rhea, B.; Abell, W.; Werner, F.; Wilson, C.; Dean, R.; Harris, D.: „125 W Multiphase GaN/Si Hybrid Point of Load Converter for Im-

proved High Load Efficiency“, IEEE Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA), 2014.

[JWC+15] Jones, E.; Wang, F.; Costinett, D.; Zhang, Z.; Guo, B.; Liu, B.; Ren, R.: „Characterization of an enhancement-mode 650-V GaN HFET“, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015.

[Koh96] Kohlrausch, F.: „Praktische Physik, Tabellen und Diagramme“, Teubner-Verlag, Stuttgart, 1996.

[LDZ04] Lorenz, L.; Deboy, G.; Zverev, I.: „Matched Pair of CoolMOS Transistor with SiC-Schottky Diode – Advantages in Application“, 40. IEEE Transactions on Industry Applications, 2004.

[LK02] Laimer, G.; Kolar, J.: „Accurate Measurement of the Switching Losses of Ultra High Switching Speed CoolMOS Power Transistor / SiC Diode Combination Employed in Unity Power Factor PWM Rectifier Systems“, PCIM, Nürnberg, 2002.

[LMT88] Locci, N.; Mocci, F.; Tosi, M.: „Measurement of instantaneous losses in switching power devices“, 37. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1988.

[MBK+12] Mühlethaler, J.; Biela, J.; Kolar, J.; Ecklebe, S.: “Core Losses Under the DC Bias Condition Based on Steinmetz Parameters”, IEEE Transactions on Power Electronics, 2012.

[MBK10] Marxgut, C.; Biela, J.; Kolar, J.: „Interleaved Triangular Current Mode (TCM) Resonant Transition, Single Phase PFC Rectifier with High Efficiency and High Power Density“, Power Electronics Conference (IPEC), 2010.

[MGP+14] Millán, J.; Godignon, P.; Perpiñà, X.; Pérez-Tomás, A.; Rebollo, J.: „A Survey of Wide Bandgap Power Semiconductor Devices“, 29. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014.

[MKE11] Mühlethaler, J.; Kolar, J.; Ecklebe, A.: „Loss Modeling of Inductive Components Employed in Power Electronic Systems“, Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE), 2011.

[NNA+11] Nakamura, T.; Nakano, Y.; Aketa, M.; Nakamura, R.; Mitani, S.; Sakairi, H.; Yokotsuji, Y.: “High Performance SiC Trench Devices with Ultra-low Ron“, 2011 International Electron Devices Meeting, 2011.

[OLo06] O’Loughlin, M.: “An Interleaving PFC Pre-Regulator for High-Power Converters”, Texas Instruments, 2006.

[PKC12] Park, J.; Kim, M.; Choi, S.: “Fixed Frequency Series Loaded Resonant Converter Based Battery Charger Which is Insensitive to Resonant Component Tolerances”, Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012.

[RBK16] Rothmund, D.; Bortis, D.; Kolar, J.: „Accurate transient calorimetric measurement of soft-switching losses of 10kV SiC MOSFETs“, 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2016.

[Rob02] Robbins, W.: „Design of Magnetic Components“, Vorlesungsskript, University of Minnesota, USA, 2003.

[Roh12] N.N.: „SCH2080KE N-channel SiC power MOSFET co-packaged with SiC-SBD“, Datenblatt, Rohm Semiconductor, Kyoto, Japan, 2012.

[Ros94] Rossetto, L.: „Control Techniques for Power Factor Correction Converters“, 13. Power Electronics and Motion Control (PEMC), 1994.

[RPB+04] Ritchie, E.; Pedersen, J.; Blaabjerg, F.; Hansen, P.: „Calorimetric Measuring Systems“, IEEE Industry Applications Magazine, 2004.

[San15] Sandler, S.: „Faster-Switching GaN: Presenting a number of interesting measurement challenges“, IEEE Power Electronics Magazine, 2015.

[SBD16] Sarriegui, G.; Beushausen, S.; Doncker, R.: „Comparison of High Frequency Inductors for Bidirectional DC-DC Converters for Electric Vehi-

cles“, 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Karlsruhe, Germany, 2016.

[Sch06] Schröder, D.: „Leistungselektronische Bauelemente“, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 2006.

[Sch08] Schmidt, W.: „DCDC Converter for Hybrid Vehicle Applications“, International Conference on Integrated Power Systems (CIPS), 2008.

[Spe10] Specovius, J.: „Grundkurs Leistungselektronik – Bauelemente, Schaltungen und Systeme“, Vieweg+Teubner Verlag, Wiesbaden, 2010.

[Ste87] Steigerwald, R.: „A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies“, Applied Power Electronics Conference (APEC), 1987.

[Ste92] Steinmetz, C.: „On the Law of Hysteresis“, IX. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, 1892.

[SWB+07] Shen, W., Wang, F., Boroyevich, D., Tipton, C.: „Loss Characterization and Calculation of Nanocrystalline Cores for High-frequency Magnetics“, Applications Applied Power Electronics Conference (APEC), 2007.

[Tek03] N.N.: „P6139A 10X Passive Probe“, Datenblatt, Tektronix, Beaverton, OR, USA, 2003.

[Tek09] N.N.: „Mixed Signal Oscilloscopes MSO4000 Series“, Datenblatt, Tektronix, Beaverton, OR, USA, 2009.

[Tek16] N.N.: „TCP0030A 30A AC/DC Current Probe“, Datenblatt, Tektronix, Beaverton, OR, USA, 2016.

[Woj16] Wojda, R.: „Winding Resistance and Power Loss for Inductors with Litz and Solid-Round Wires“, IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC), 2016.

[XCO07] Xiao, C.; Chen, G.; Odendaal, W.: „Overview of Power Loss Measurement Techniques“, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 43, 2007.



UNIVERSITÄTS-
BIBLIOTHEK
PADERBORN

Lebenslauf wurde aus datenschutzrechtlichen Gründen entfernt.