

Beitrag zur Zustandsüberwachung von IGBT-Modulen mit temperatursensitiven Parametern

Von der Fakultät für Elektrotechnik und Informatik
der Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover
zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor-Ingenieur
(abgekürzt: Dr.-Ing.)
genehmigte Dissertation

von
M.Sc. Simon Weber

geboren am 21. Dezember 1986
in Hannover

2018

1. Referent Univ.-Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens
2. Referent Univ.-Prof. Dr.-Ing. Regine Mallwitz

Tag der Promotion: 24. Juli 2018

Danksagung

Diese Arbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik (IAL) der Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens dafür, dass er mir die Promotion am IAL ermöglicht hat. Durch viele fachliche Diskussionen hat er zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen. Weiterhin möchte ich Frau Prof. Dr.-Ing. Regine Mallwitz sehr herzlich für die Übernahme des Koreferates danken. Bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Bernd Ponick bedanke ich mich für die Übernahme des Prüfungsvorsitzes. Bei Herrn Dr. Schwarzer von der Infineon Technologies AG bedanke ich mich für die Bereitstellung der geöffneten IGBT-Module.

Insgesamt habe ich am IAL sehr gerne gearbeitet. Ich konnte durch Seminare, Konferenzen oder den fachlichen Austausch mit Herrn Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens mein Fachwissen erweitern.

Hervorzuheben sind besonders auch meine Studienkollegen und auch Institutskollegen Bastian Weber, Georg Lindemann und Christian Sommer. Gemeinsam haben wir das Studium gemeistert und auch eine schöne Zeit am IAL verbracht.

Für die Unterstützung und die vielen fachlichen Diskussionen danke ich besonders meinem Kollegen Daniel Herwig.

An dieser Stelle möchte ich auch, die Studenten erwähnen, die ich in meiner Zeit am IAL betreut habe. Sie haben in vielfältiger Weise einen Beitrag zu dieser Arbeit geleistet. Mein Dank geht an: Michael Schlüter, Daniel Borowski, Daniel Herwig, Johannes Brandt, Ahmed Chabi und Torben Brockhage.

Ich danke besonders meinen Eltern, Großeltern und Geschwistern dafür, dass sie mich jederzeit unterstützt haben.

Mein ganz besonderer Dank geht an meine Freundin Julia Steinbach. Sie hat die ganze Zeit durch ihre Unterstützung zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen.

Hannover im Juli 2018

Simon Weber

Inhaltsverzeichnis

Formelzeichenverzeichnis	IV
1 Einleitung	1
2 Alterungseffekte in Leistungshalbleitermodulen	3
2.1 Aufbau des betrachteten IGBT-Moduls	3
2.1.1 Vertikaler Modulaufbau	5
2.2 Virtuelle Sperrschichttemperatur	6
2.3 Verschiedene Testverfahren für Alterungszyklen	8
2.4 Lebensdauermodelle	9
2.5 Betrachtung von Ausfallmechanismen	12
2.6 Schäden am IGBT-Modulaufbau	17
2.6.1 Untersuchung der Bonddrahtschäden	17
2.6.2 Lotschichtdegradation	19
2.7 Feuchtigkeitsinduzierte Degradation	20
2.8 Zusammenfassung des Kapitels	21
3 Temperatursensitive Parameter	22
3.1 Durchlassspannung	27
3.2 Einschaltsschwellspannung	31
3.3 Miller-Plateau-Spannung	34
3.4 Ausschaltzeit	36
3.5 Zusammenfassung des Kapitels	41
4 Messschaltungen	42
4.1 Durchlassspannung	43
4.1.1 Vergleich von Simulation und Messung	52
4.1.2 Temperaturabhängigkeit der Messschaltung	54
4.2 Ausschaltzeit mit analoger Zeitmessung	57
4.3 Ausschaltzeit mit digitaler Zeitmessung	60
4.3.1 Temperatureinfluss auf die Messschaltung	66
4.4 Kostenanalyse der Messschaltungen	67
4.5 Zusammenfassung des Kapitels	67
5 Beschreibung des Versuchsstands	69
5.1 Ansteuerung der Messplatine	75
5.2 Versuchsaufbau mit geöffnetem IGBT-Modul	78

5.3	Geteilter Kühlkörper	80
5.4	Zusammenfassung des Kapitels	81
6	Auswertung der temperatursensitiven Parameter	82
6.1	Temperaturverläufe am geöffneten IGBT-Modul im PWM-Betrieb	82
6.2	Temperaturverlauf mit TSEP-Messung	86
6.2.1	Betrachtung von Störeinkopplung	87
6.2.2	Streuung der Messwerte	88
6.3	Einzelpulsversuche	89
6.3.1	Kalibrierung	91
6.3.2	Betrachtung der Abweichung durch die Regressionsfunktion	94
6.3.3	Abkühlvorgang mit Temperaturbestimmung	94
6.3.4	Messungen am geteilten Kühlkörper	97
6.3.5	Vergleich verschiedener Kalibrierungen beim Einzelpulsversuch	100
6.4	PWM-Betrieb	102
6.4.1	Betrachtung der Kalibrierung im PWM-Betrieb	103
6.4.2	Betrachtung der Kalibrierung im Einzelpulsversuch	106
6.5	Betrachtung der Abweichung durch die Einzelpulskalibrierung	108
6.5.1	Betrachtung von Kalibrierungsfehlern	108
6.5.2	Einfluss der internen Gate-Widerstände	110
6.5.3	Abweichung durch die Regressionsfunktion	110
6.5.4	Weitere Einflüsse auf die Ausschaltzeit	111
6.6	Temperaturabhängigkeit der Durchlassspannung	115
6.7	Zusammenfassung des Kapitels	116
7	Konzept zur Alterungsidentifikation	117
7.1	Überblick	117
7.1.1	Kalibrierung auf die Durchlassspannung	118
7.1.2	Vorhersage der Durchlassspannung	119
7.1.3	Erwärmung der internen Gate-Widerstände	122
7.1.4	Validierung im Experiment	125
7.2	Diskussion des Verfahrens	129
7.3	Zusammenfassung des Kapitels	130
8	Zusammenfassung	132
9	Ausblick	134
A	Anhang	135
B	Betreute Abschlussarbeiten	142
	Literaturverzeichnis	143
	Lebenslauf	153

Formelzeichenverzeichnis

Index „e“	externe Größe am IGBT-Modul
Index „i“	interne Größe im IGBT-Modul
c_1 bis c_{16}	Regressionskoeffizienten für $\hat{U}_{CE,on,e}$
C_{GC}	Miller Kapazität
C_{GE}	Gate-Emitter Kapazität
C_{Zk}	Zwischenkreiskapazität
D	Tastgrad
$E_{S,off}$	Ausschaltverlustenergie des IGBT
$E_{S,on}$	Einschaltverlustenergie des IGBT
f_G	Grundfrequenz des Stroms I_L
f_S	Schaltfrequenz
f_{Takt}	Frequenz des Taktgebers, digitale Ausschaltzeitmessung
$F_{S,neu}$	Mittlere Scherkraft am ungealterten Bonddraht
$g_{m,sat}$	Transkonduktanz
I_C	Kollektorstrom
$I_{C,D}$	Stromtragfähigkeit des IGBT-Moduls
$I_{C,i}$	Ein Teil des Kollektorstroms im IGBT-Modul
$I_{C,mess}$	Messstrom im Durchlasszustand
I_G	Gate-Strom
I_{Konst}	Strom der Konstantstromquelle
I_L	Strom in der Lastdrossel
L_{1h}	Hauptinduktivität der Lastdrossel
N_f	Zyklen bis zum Ausfall
p_1 bis p_{12}	Regressionskoeffizienten für T_{vj1}
P_D	Durchlassverluste des IGBTs
$P_{E,Bond}$	Verlustleistung in den Bonddrähten
P_S	Schaltverluste des IGBTs
$P_{V,IGBT}$	Gesamtverlustleistung des IGBTs

\dot{Q}	Wärmestrom
R^2	Bestimmtheitsmaß der Regression
$R_{Bd,DLS}$	Widerstand der Bonddrähte Diode bis Kupferfläche
$R_{Bd,TLs}$	Widerstand der Bonddrähte IGBT bis Diode
R_{CU1}	Widerstand der Kupferschiene zum Phasenanschluss
R_{CU2}	Widerstand der Kupferschiene zum Emitteranschluss
$R_{G,e}$	Gesamter externer Gate-Widerstand vom Gate-Treiber
$R_{G,i}$	Gesamter interner Gate-Widerstand des IGBT
$R_{G1,LS}$	Interner Gate-Widerstand an Gate Seite des IGBT
$R_{G2,LS}$	Interner Gate-Widerstand an Emitter Seite des IGBT
$R_{Kontakt,C}$	Kontaktwiderstand Phasenanschluss
$R_{Kontakt,PE1}$	Kontaktwiderstand Leistungsemitter Anschluss 1
$R_{Kontakt,PE2}$	Kontaktwiderstand Leistungsemitter Anschluss 2
$R_{Lt,DLS}$	Widerstand der Lotschicht der Diode
$R_{Lt,TLs}$	Widerstand der kollektorseitigen Lotschicht des IGBT
R_S	Widerstand in der p-Schicht des IGBT
R_{th}	thermischer Widerstand
rH	relative Luftfeuchtigkeit
S_x	Sensitivität an den Stützstellen berechnet
t_{Leit}	Leitdauer
t_{off}	Ausschaltzeit
$\overline{t_{off}}$	Mittelwert der gemessenen Ausschaltzeit
T_{amb}	Umgebungstemperatur
T_j	Sperrschichttemperatur
T_L	Temperaturverlauf entlang einer Linie im Thermogramm
T_{Melt}	Schmelztemperatur
T_{NTC}	Temperatur des NTC-Widerstands auf der Modul-Bodenplatte
$\overline{T_{Of}}$	mittlere Oberflächentemperatur gemessen durch IR-Kamera
T_S	Schaltperiode
T_{vj}	virtuelle Sperrschichttemperatur
\hat{T}_{vj1}	virtuelle Sperrschichttemperatur berechnet über die Ausschaltzeit
U_{ADC}	Eingangsspannung des Analog-Digital-Konverters
$U_{ADC,dspace}$	Spannung des Analog-Digital-Konverters im dSpace-System
$U_{C,Lot}$	Spannungsabfall an der Lotschicht
U_{CE}	Kollektor-Emitter-Spannung

$U_{CE,off}$	Spannung im Sperrzustand
$U_{CE,on}$	Durchlassspannung
$\hat{U}_{CE,on}$	vorhergesagte Durchlassspannung
$U_{CE,S}$	maximale Sperrspannung des IGBT-Moduls
U_{Cf}	Spannung des Integratorfolgers, analoge Zeitmessung
U_{Ci}	Spannung des Integrators, analoge Zeitmessung
$U_{CS,ADC}$	„Chip-Select“-Signal des Analog-Digital-Konverters
U_D	Verzögerte Gate-Treiber-Spannung, analoge Zeitmessung
U_{D1}	Spannungsabfall an D_1 Messschaltung für $U_{CE,on,e}$
U_{D2}	Spannungsabfall an D_2 Messschaltung für $U_{CE,on,e}$
U_{Dpsn}	Diffusionsspannung des kollektorseitigen pn-Übergangs im IGBT
U_{Drift}	Spannungsabfall im n^- -Gebiet des IGBT
$U_{E,Bond}$	Spannungsabfall an den Bonddrähten
$U_{F,D}$	Vorwärtsspannung der antiparallelen Diode
U_{GE}	Gate-Emitter-Spannung
$U_{GE,MI}$	Miller-Plateau-Spannung
$U_{GE,th}$	Einschaltenschwellspannung
$U_{L,off}$	Induzierte Spannungsspitze beim Abschaltvorgang
ΔU_{Mess}	Gesamte Abweichung der Messung der Durchlassspannung
U_{MOS}	Spannungsabfall im MOS-Kanal des IGBT
U_{out}	Ausgangsspannung des Operationsverstärkers
U_{PE-HE}	Spannung zwischen Leistungsemitter und Hilfsemitter
U_R	Reset-Signal, analoge Zeitmessung
U_{Rog}	Spannung der Rogowski Spule
U_{Start}	Start-Signal, digitale Zeitmessung
U_{Stop}	Stop-Signal, digitale Zeitmessung
U_{VG}	Ausgangsspannung des Gate-Treibers
U_{Zk}	Zwischenkreisspannung
α	Geometrieverhältnis der Bonddrähte
ε_1	Residuen
$\delta_{UCE,e}$	Vorhersagefehler
$\overline{\delta_{UCE,e}}$	Mittelwert des Vorhersagefehlers
$\sigma(t_{off})$	Standardabweichung der gemessenen Ausschaltzeit

Abkürzungen

ADC	engl. „Analog-to-Digital-Converter“, Analog-Digital-Umsetzer
DCB	engl. „Direct-Copper-Bonded“
FPGA	engl. „Field-Programmable Gate-Array“
IGBT	engl. „Insulated-Gate Bipolar Transistor“
MSE	engl. „Mean Squared Error“, mittlere quadratische Abweichung
PWM	engl. „Pulse Width Modulation“, Pulsdauermodulation
RMSE	engl. „Root Mean Squared Error“, Wurzel der mitt. quadr. Abweichung
TSEP	engl. „Temperature Sensitive Parameter“, temperatursensitiver Parameter

Kurzfassung

Der IGBT („Insulated Gate Bipolar Transistor“) hat in leistungselektronischen Systemen große Verbreitung. Leistungselektronische Systeme dienen zur Wandlung von elektrischer Energie für verschiedene Anwendungsfälle. Sie werden beispielsweise in Elektrofahrzeugen oder Windenergieanlagen eingesetzt.

Besonders in Elektrofahrzeugen kann der spontane Ausfall des leistungselektronischen Umrichters einen sicherheitskritischen Fahrzustand darstellen. Mit einem Zustandsüberwachungssystem sollen daher Alterungseffekte in der Aufbau-Verbindungstechnik des Leistungshalbleiters erkannt werden.

In dieser Arbeit werden die klassischen Alterungsmechanismen Lotschicht- und Bonddrahtdegradation betrachtet. Es wird eine Messschaltung vorgestellt, die dazu in der Lage ist, an einem IGBT-Modul die Durchlassspannung und die Zeitdauer des Ausschaltvorgangs (Ausschaltzeit) zu messen. An einem geöffneten IGBT-Modul mit geschwärzter Oberfläche wird gleichzeitig die Oberflächentemperatur der IGBT-Chips betrachtet. Die Abhängigkeit der Durchlassspannung und der Ausschaltzeit von der virtuellen Sperrschichttemperatur des IGBTs werden im Rahmen dieser Arbeit betrachtet.

Abschließend wird ein Verfahren vorgestellt, das es erlaubt mittels einer kombinierten Auswertung von Durchlassspannung und Ausschaltzeit Veränderungen in der Bonddrahtverbindung zu erkennen. Das Verfahren wurde experimentell validiert, indem an einem geöffneten IGBT-Modul Bonddrähte durchtrennt wurden. Das beschriebene Verfahren zur Alterungsdetektion ist auch an einem kommerziell verfügbaren geschlossenen IGBT-Modul einsetzbar.

Schlagerworte:

Halbleiter, Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT), Chiptemperatur, Temperature Sensitive Electrical Parameter (TSEP), Ausschaltzeit, Durchlassspannung

Abstract

The IGBT has a widespread use in power electronic systems. Power electronic systems are used for energy conversion in different applications like electric vehicles or wind power plants. The sudden failure of the power converter especially in electric vehicles may cause a safety-critical driving condition. Therefore, a condition monitoring system shall detect ageing effects in the connection technology of the power semiconductor structure.

In this work, the classical ageing mechanisms solder layer and bond wire degradation are discussed. A measurement board is introduced which is able to measure the on-state voltage and the turn-off delay time of an IGBT module. In addition, an infrared camera measures meanwhile the surface temperature at an opened and blackened IGBT module. The dependency of on-state voltage and turn-off delay time on the virtual junction temperature of the IGBT is discussed within the scope of this work.

Finally, a method is introduced which allows the detection of changes in the bond wire connection based on a combined evaluation of on-state voltage and turn-off delay time. This method is experimentally validated by cutting the bond wires to simulate a degradation in the bond wire connection. The described method for ageing detection is also applicable to commercially available closed IGBT modules.

Key words:

semiconductors, Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT), chip temperature, Temperature Sensitive Electrical Parameter (TSEP), turn-off delay time, on-state voltage

1 Einleitung

Diese Arbeit beschäftigt sich mit einem Zustandsüberwachungssystem für IGBT-Module.

Die ersten Veröffentlichungen zum Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) finden sich nach [1] in den Jahren 1979-1980 [2], [3], [4] und [5]. Im Jahre 2016 hat der Weltmarkt für IGBTs (Module und diskrete Bauteile) bereits eine Größe von 4,392 Milliarden US-Dollar, dessen Marktführer die Infineon Technologies AG ist mit 26,6% [6].

In leistungselektronischen Umrichtern mit Spannungen oberhalb von 200 V hat der IGBT große Verbreitung [7], [8]. Eingesetzt werden diese Umrichter zur Wandlung elektrischer Energie für verschiedene Anwendungsfälle. Diese Arbeit entstand im Rahmen eines Windenergieprojekts, dem Fraunhofer Innovationscluster „Leistungselektronik für Regenerative Energieversorgung“. Ausgangsbasis waren die Ergebnisse des RELIAWIND-Projekts [9]. Danach wird 13% der Gesamtausfallrate in Windenergieanlagen durch den Umrichter verursacht. Im Rahmen dieser Arbeit werden die Ausfallmechanismen Lotschichtdegradation und Bonddrahtablösung behandelt. Die Betrachtung weiterer Ausfallursachen in Windenergieanlagen findet sich in [10].

Ein Zustandsüberwachungssystem für den Umrichter kann dazu beitragen, Schäden am elektrischen System frühzeitig zu erkennen und somit kostenintensive Stillstandszeiten der Windenergieanlage zu vermeiden. Wenn eine Degradation vor dem Komplettausfall des Umrichters erkannt wird, können ab diesem Zeitpunkt mit hochauflösender Messtechnik die genauen Ausfallmechanismen gezielter untersucht werden. Diese Kenntnisse können dazu dienen, das elektrische System zu verbessern.

In Elektrofahrzeugen stellt der unerwartete Ausfall des elektrischen Systems einen sicherheitskritischen Fahrzustand dar. Die frühzeitige Erkennung von Schäden am elektrischen System ist notwendig, um den Fahrer zu warnen und das Fahrzeug rechtzeitig in einen Notbetrieb zu überführen.

Eine bekannte Ausfallursache von IGBT-Modulen ist eine Verschlechterung der Aufbau-Verbindungstechnik des Moduls (vgl. Kap. 2). Dabei verschlechtern sich in der Regel die kollektorseitige Lotschicht und die Bonddrähte auf der Emittenseite. Um die zu erwartende Lebensdauer bei gegebener Modulbeanspruchung zu berechnen, werden Lebensdauermodelle angewendet (vgl. Kap. 2.4). Schäden in der Kontaktierung führen zu einem Anstieg der Durchlassspannung. Die Durchlassspannung kann daher als Alterungsindikator verwendet werden [11], [12]. Die Herausforderung in der Auswertung der Durchlassspannung besteht allerdings darin, dass die Durchlassspannung zusätzlich von der (virtuellen) Sperrschichttemperatur des IGBTs abhängig ist (vgl. Kap. 3.1 und 6.6). Ein Ansatz zur Berechnung der virtuellen IGBT-Sperrschichttemperatur aus den Durchlass- und Schaltverlusten mit dem thermischen Netzwerk findet sich in [13], [14]. Elektrische Größen des Leistungshalbleiters, die sich mit der virtuellen Sperrschichttemperatur ändern, werden temperatursensitive Parameter (TSEPs)

genannt. Die Auswertung von TSEPs ist eine weitere Möglichkeit zur Bestimmung der virtuellen Sperrschichttemperatur [15]. Beispielsweise in [16], [17] und [18] werden TSEPs zur Bestimmung der Sperrschichttemperatur genutzt.

In dieser Arbeit wird eine kostengünstige Messschaltung vorgestellt zur Messung der Durchlassspannung und der Ausschaltzeit an einem 1700 V 1000 A-IGBT-Modul. Durch eine kombinierte Auswertung von Durchlassspannung und Ausschaltzeit lassen sich Veränderungen in den Bonddrähten direkt feststellen.

Diese Arbeit gliedert sich folgendermaßen: Zu Beginn werden in Kapitel 2 Alterungseffekte in Leistungshalbleitermodulen vorgestellt. Da das Auftreten bestimmter Alterungseffekte von dem jeweiligen Modulaufbau und der Belastung des Moduls abhängt, werden anhand ausgewählter Literaturquellen Alterungsmechanismen dargestellt. Die Auswirkung einer sich zyklisch verändernden Sperrschichttemperatur auf die Lebensdauer des Moduls wird gezeigt. In Kapitel 3 werden verschiedene temperatursensitive Parameter am betrachteten IGBT-Modul vorgestellt. Anhand der Messergebnisse aus Einzelpulsversuchen wird die Eignung der verschiedenen TSEPs zur Bestimmung der virtuellen Sperrschichttemperatur diskutiert. Ausgewählt werden in diesem Kapitel die Durchlassspannung und die Ausschaltzeit.

Kapitel 4 beschreibt die Messschaltungen für die Durchlassspannung und die Ausschaltzeit. Die Messschaltungen werden außerdem dahingehend untersucht, inwieweit ihr Messergebnis durch Schwankungen der Umgebungstemperatur beeinflusst wird. Die Messschaltung für die Ausschaltzeit zeigt nur einen vernachlässigbaren Einfluss der Umgebungstemperatur auf das Messergebnis. Für die Messschaltung der Durchlassspannung werden Ursachen des Einflusses der Umgebungstemperatur ausführlich diskutiert. Ein weiterer Fokus liegt in diesem Kapitel auf den Gesamtkosten der Messschaltung.

In Kapitel 5 wird zunächst der Versuchsaufbau im Detail beschrieben, an dem anschließend die Messungen vorgenommen werden. Es steht ein geöffnetes geschwärztes IGBT-Modul zur Verfügung, an dem im Betrieb die Oberflächentemperatur mit einer Infrarot-Kamera gemessen werden kann. Die Messzeitpunkte für Durchlassspannung und Ausschaltzeit werden in diesem Kapitel definiert.

Kapitel 6 zeigt die Messergebnisse am geöffneten IGBT-Modul. Das IGBT-Modul schaltet einen 400 A-Sinusstrom mit einer Grundfrequenz von 1 Hz. Es zeigt sich mit der Infrarot-Kamera, dass in diesem Betriebspunkt die mittleren Oberflächentemperaturen der IGBTs deutlich von der Temperatur der Bodenplatte abweichen. Eine Vorhersage der virtuellen Sperrschichttemperatur über die Ausschaltzeit ist möglich, bei Kenntnis der entsprechenden Gleichung.

In Kapitel 7 wird ein Verfahren vorgestellt, um durch eine kombinierte Auswertung von Durchlassspannung und Ausschaltzeit direkt Rückschlüsse auf eine Veränderung der Bonddrahtkontaktierung zu ziehen. Es werden abschließend zur Validierung nacheinander Bonddrähte durchtrennt. Das Verfahren ist dazu in der Lage, diese Veränderung der Bonddrähte zu detektieren.

Diese Arbeit schließt ab mit einer Zusammenfassung, in der auch weiterer Forschungsbedarf als Ausblick aufgezeigt wird.

2 Alterungseffekte in Leistungshalbleitermodulen

2.1 Aufbau des betrachteten IGBT-Moduls

Das IGBT-Modul FF1000R17IE von Infineon ist ein Halbbrücken-Modul mit einer Stromtragfähigkeit von $I_{C,D} = 1000\text{ A}$ und einer maximalen Sperrspannung von $U_{CE,S} = 1700\text{ V}$ nach [19]. Im Gehäuse ist weiterhin ein NTC-Widerstand zur Temperaturmessung der Bodenplatte verbaut. Der Gehäuse-Typ wird PrimePack 3 genannt.

In Abb. 2.1 ist ein ANSYS Q3D-Modell des betrachteten IGBT-Moduls dargestellt. Insgesamt

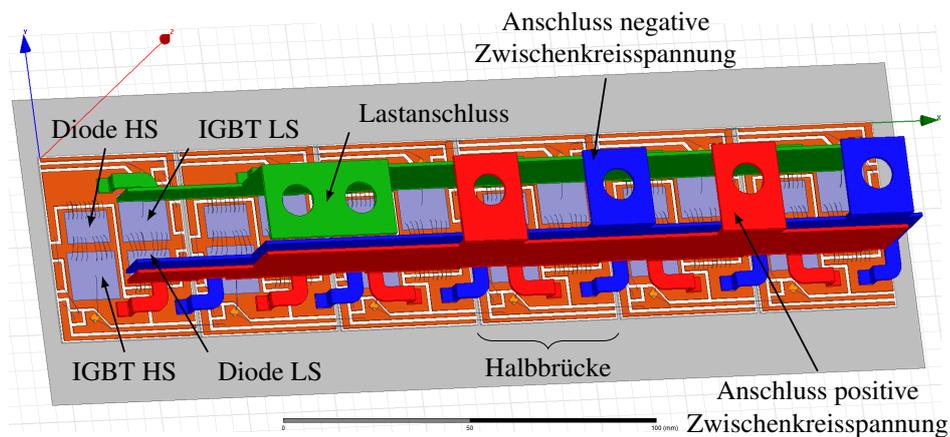


Abbildung 2.1: ANSYS Q3D-Modell des IGBT-Moduls FF1000R17IE4 [B3]

sind je Low-Side und High-Side-Schalter sechs IGBTs mit antiparalleler Diode im Halbbrücken-Modul verbaut. Dazu sind jeweils sechs vergleichbare DCB-Anordnungen parallel geschaltet. Der Aufbau einer DCB-Anordnung ist in Abb. 2.2 dargestellt. Der IGBT befindet sich mit seiner antiparallelen Diode auf einer gemeinsamen Kupferfläche. Es soll nun ein Ersatzschaltbild für den Low-Side IGBT im eingeschalteten Zustand bei konstantem Strom $I_{C,i}$ hergeleitet werden:

Der Strom $I_{C,i}$ beschreibt einen Teilstrom, der in einem der sechs IGBTs fließt. Der Strom $I_{C,i}$ fließt vom Lastanschluss (grün) über die Low-Side Kupferfläche und anschließend durch die Lotschicht in den IGBT. Der Widerstand der jeweiligen Lotschicht von IGBT oder Diode ist mit $R_{L_t,TLs}$ bzw. $R_{L_t,DLS}$ gekennzeichnet. Anschließend fließt der Strom $I_{C,i}$ über

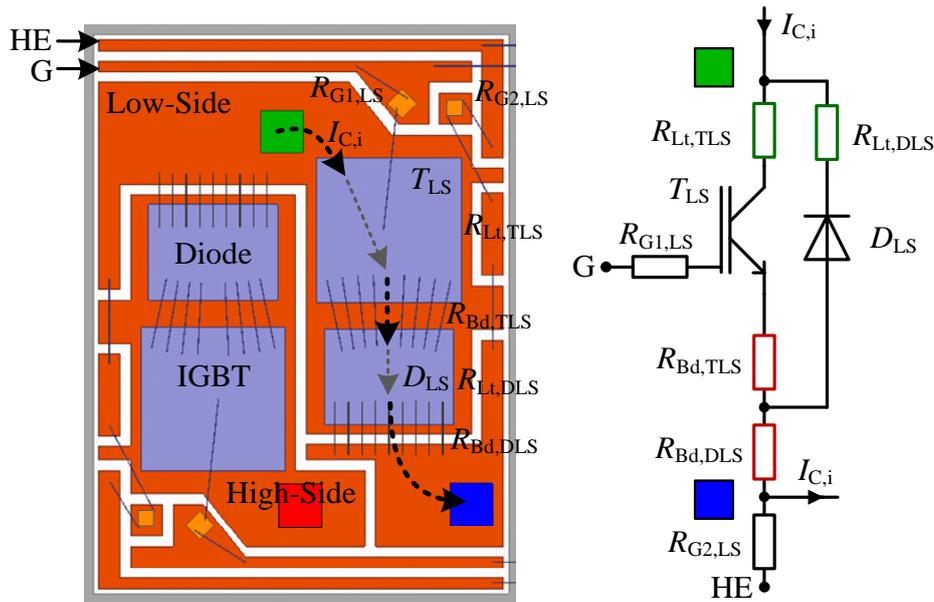


Abbildung 2.2: DCB-Anordnung, Ersatzschaltbild eines Low-Side-IGBTs im Durchlasszustand nach [B3]

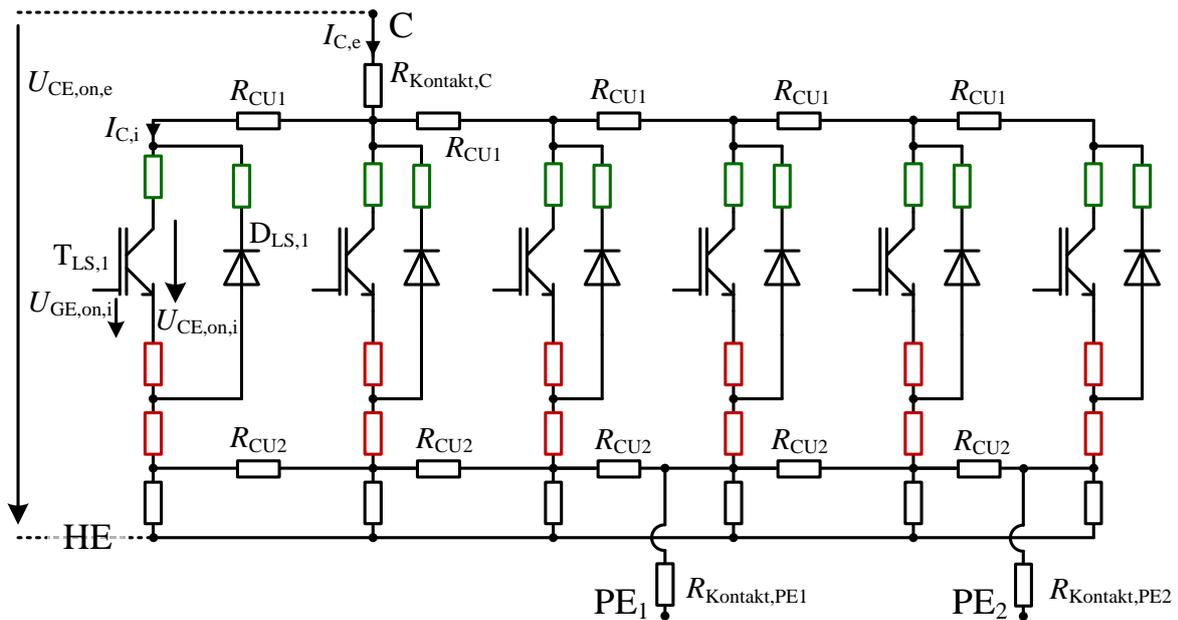


Abbildung 2.3: Ersatzschaltbild des Low-Side IGBTs im Durchlasszustand

die Bonddrähte (Widerstand $R_{Bd, TLS}$) zur Anode der Diode D_{LS} . Von dort wird er direkt weitergeleitet über die Bonddrähte (Widerstand $R_{Bd, DLS}$) zur darauffolgenden Kupferfläche mit dem Anschluss zur DC(-) Schiene (blau). Die Widerstände $R_{Lt, TLS}$, $R_{Lt, DLS}$, $R_{Bd, TLS}$ und $R_{Bd, DLS}$ unterliegen den in Kap. 2 beschriebenen Alterungseinflüssen. Zusätzlich gibt es pro IGBT-Chip zwei interne Gate-Widerstände $R_{G1, LS}$ und $R_{G2, LS}$. Da die internen Gate-Widerstände neben dem IGBT-Chip platziert sind, können sie im Betrieb des IGBT-Moduls

eine andere Temperatur annehmen, als der IGBT-Chip. Laut [19] beträgt der gesamte interne Gate-Widerstand $R_{G,i} = 1,5 \Omega$ bei $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$. Der Hilfsemittler-Anschluss (HE) ist über den Widerstand $R_{G2,LS}$ getrennt. Ein Gesamtmodell des Low-Side Schalters für den Durchlasszustand ist in Abb. 2.3 dargestellt. Die Widerstände R_{CU1} und R_{CU2} modellieren dabei den Widerstand der jeweiligen Kupferschiene (vgl. Abb. 2.1). Zusätzlich müssen an den Anschlüssen Kontaktwiderstände berücksichtigt werden: $R_{\text{Kontakt,C}}$, $R_{\text{Kontakt,PE1}}$ und $R_{\text{Kontakt,PE2}}$.

Es zeigt sich, dass die intern am IGBT auftretenden Größen auf Grund der Parallelschaltung von den extern messbaren Größen abweichen. Die Spannung $U_{CE,on,i}$ ist die Durchlassspannung direkt an jeweils einem IGBT gemessen, wohingegen die Größe $U_{CE,on,e}$ die extern messbare Größe beschreibt. Vergleichbares gilt für die Gate-Spannung oder den Kollektorstrom. Im weiteren Verlauf dieser Arbeit steht der Index „e“ für extern messbare Größe. Elektrische Größen mit dem Index „i“ beschreiben Effekte direkt bezogen auf einen internen IGBT. Für den Kollektorstrom $I_{C,e}$ wird im weiteren Verlauf der Arbeit vereinfacht der Strom I_C geschrieben.

Im Rahmen dieser Arbeit wird der Low-Side IGBT untersucht. Die DCB-Anordnung für den High-Side IGBT ist nach Abb. 2.2 vergleichbar mit dem Low-Side IGBT. Unterschiede ergeben sich dadurch, dass beim High-Side Schalter der Kollektor des IGBTs mit der DC(+)-Schiene (rot) verbunden ist.

2.1.1 Vertikaler Modulaufbau

Der vertikale Aufbau des IGBT-Moduls ist in Abb. 2.4 dargestellt. Der Silizium-Chip ist an der Emitter-Seite mit Bonddrähten kontaktiert. Der Gate-Anschluss wird ebenfalls mit einem Bonddraht realisiert. Auf der Kollektorseite ist der Silizium-Chip auf eine DCB-Keramik gelötet (DCB: „Direct-Copper-Bonded“). Die Keramikschicht bewirkt eine elektrische Isolation des Kollektorpotentials zu der Kupferbodenplatte. Mittels einer weiteren Lotschicht ist die DCB-Keramik mit der Kupfer-Bodenplatte verbunden.

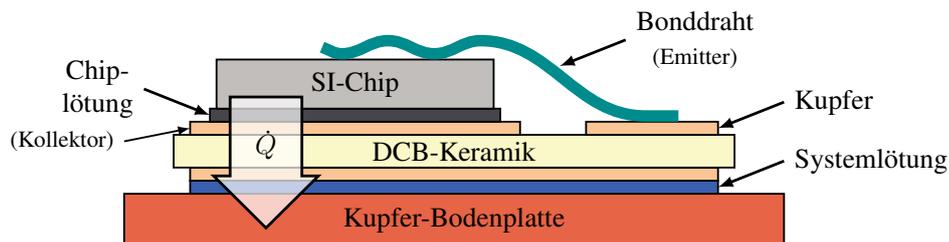


Abbildung 2.4: Vertikaler IGBT-Modul-Aufbau nach [20] und [B3], Wärmestrom \dot{Q}

Im Betrieb des IGBT-Moduls treten Durchlass- und Schaltverluste auf. Die gesamten Durchlassverluste P_D ergeben sich aus dem Spannungsabfall im Durchlasszustand $U_{CE,on,e}$ und dem Kollektorstrom I_C . Die Leitdauer während einer Schaltperiode $T_S = 1/f_S$ wird mit dem Tastgrad D berücksichtigt. Während des Einschalt- und Ausschaltvorgangs treten Schaltverlustenergien $E_{S,on}$ und $E_{S,off}$ auf, die sich in jeder Schaltperiode wiederholen. Dabei wird in

Gl. 2.1 ein konstanter Kollektorstrom I_C vorausgesetzt.

$$P_{V,IGBT} = P_D + P_{S,on} + P_{S,off} = I_C \cdot U_{CE,on,e} \cdot D + f_S \cdot (E_{S,on} + E_{S,off}) \quad (2.1)$$

Die Gesamtverlustleistung $P_{V,IGBT}$ entsteht zum überwiegenden Teil in den Silizium-Chips und muss über die vertikale Struktur des IGBT-Moduls als Wärmestrom \dot{Q} abgeführt werden. Auf Grund des Wärmestromflusses \dot{Q} nehmen die einzelnen Schichten im Modulaufbau (Abb. 2.4) unterschiedliche Temperaturen an.

Auf Grund der unterschiedlichen thermischen Ausdehnungskoeffizienten der einzelnen Schichten [21] kommt es zu mechanischen Spannungen in dem Schichtaufbau. Die Schäden dieses Schichtaufbaus werden ab Kapitel 2.5 ausführlich diskutiert. Ein weiterer Ausfallmechanismus ist eine Abnahme der Isolationfestigkeit auf Grund von Feuchtigkeit im Modul. Diese Thematik wird in Kap. 2.7 kurz vorgestellt.

2.2 Virtuelle Sperrschichttemperatur

Im Folgenden wird die Temperaturverteilung auf der Oberfläche eines IGBTs im laufenden Schaltbetrieb betrachtet. Dazu wurde ein geöffnetes IGBT-Modul des Typs: FF1400R17IP4 betrachtet. Dies ist ein anderes IGBT-Modul als in Abschnitt 2.1. Das IGBT-Modul wurde der Produktion entnommen und die Oberfläche wurde geschwärzt. Anschließend wird die Temperaturverteilung auf der Oberfläche des IGBTs mit der Infrarotkamera nach Abb. 2.5 gemessen (vgl. Kap. 5).

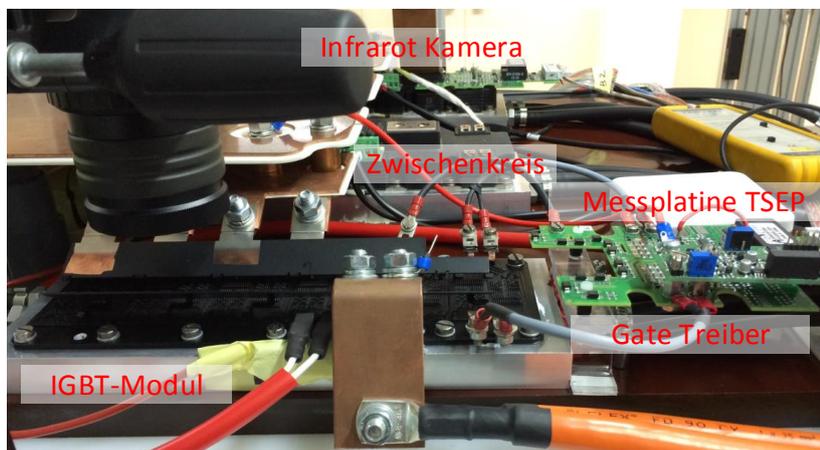


Abbildung 2.5: Versuchsaufbau der Infrarot-Kamera Messung

Das IGBT Modul schaltet dabei einen sinusförmigen Strom mit einer Frequenz von 1 Hz und einem Effektivwert von 350 A. Die Schaltfrequenz beträgt 1 kHz. Es zeigt sich in Abb. 2.6, dass es Temperaturunterschiede an der Oberfläche des IGBT-Chips gibt. Anhand der Linien L_1 , L_2 und L_3 werden die Temperaturverläufe T_{L1} , T_{L2} und T_{L3} in Abb. 2.6b sichtbar.

Das Minimum in der Mitte kommt dadurch zu Stande, dass im IGBT-Modul FF1400R17IP4

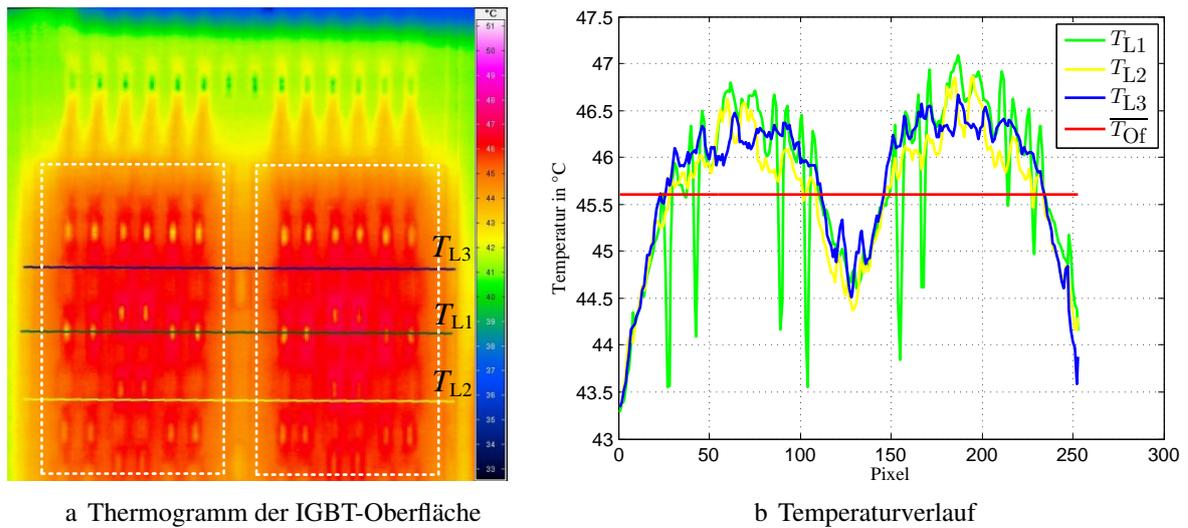


Abbildung 2.6: Infrarot-Kamera Messung der Temperaturverteilung auf der IGBT Oberfläche

zwei IGBT-Halbleiter je Chip parallel betrieben werden. Die mehrfachen Minima in T_{L1} sind durch die Messung der Bonddrahttemperatur begründet. Des Weiteren wurde eine mittlere Oberflächen-Temperatur $\overline{T_{Of}}$ in den beiden gestrichelten Flächen in Abb. 2.6a ermittelt. Da die Oberflächentemperatur eine ortsabhängige Größe ist, wird in den folgenden Kapiteln überwiegend mit der mittleren Oberflächentemperatur gearbeitet.

In Kapitel 6.3 wird die Bodenplatte des IGBT-Moduls auf eine nahezu homogene Temperatur gebracht. Anschließend werden Einzelpulse durchgeführt. Unter der Annahme, dass Temperaturgradienten im vertikalen IGBT-Modulaufbau und die Verlustleistung im IGBT durch den Einzelpulsversuch vernachlässigbar sind, entspricht die Bodenplattentemperatur der Oberflächentemperatur und somit auch der Sperrschichttemperatur des IGBTs. Die temperaturabhängige Ausschaltzeit wird im Rahmen dieser Arbeit auf die Oberflächentemperatur des geöffneten IGBT-Moduls kalibriert (bis auf Abb. 3.18).

Da anschließend durch verschiedene Versuche eine Verlustleistung im IGBT entsteht, die zu Temperaturgradienten im IGBT führen, wird daher über die Ausschaltzeit nur eine virtuelle Sperrschichttemperatur \hat{T}_{vj1} berechnet. Der Zusammenhang zwischen berechneter virtueller Sperrschichttemperatur \hat{T}_{vj1} und gemessener Oberflächentemperatur wird in Kap. 6.4 genauer betrachtet.

2.3 Verschiedene Testverfahren für Alterungszyklen

Um eine Alterungsprozesse im IGBT-Modul zu untersuchen, gibt es mehrere Testverfahren. Nach [22] hat das Testverfahren einen maßgeblichen Einfluss auf die Lebensdauer. Es werden die folgenden Testverfahren unterschieden:

Test 1, Aufheizdauer t_{on} und Abkühldauer $t_{off,t}$ sind konstant: Bei diesem Verfahren fließt während eines festen Zeitintervalls t_{on} (Aufheizdauer) ein Laststrom I_C durch das IGBT-Modul. Die Durchlassverluste führen zu einem Anstieg der virtuellen Sperrschichttemperatur T_{vj} . Erhöht sich die Durchlassspannung $U_{CE,on,e}$ auf Grund von Alterungseffekten, so nehmen die Durchlassverluste ebenfalls zu. Zum Ende der Lebensdauer tritt daher ein höherer virtueller Sperrschichttemperaturhub ΔT_{vj} auf, als zu Beginn des Tests. Die Abkühldauer $t_{off,t}$ wird ebenfalls konstant gehalten.

Test 2, Konstanter Temperaturhub der Bodenplatte ΔT_C :

In diesem Testverfahren wird mit einem Thermoelement die Bodenplattentemperatur T_C gemessen. Die Aufheizzeit t_{on} und die Abkühlzeit $t_{off,t}$ werden so geregelt, dass sich über die gesamten Testzyklen ein konstanter Temperaturhub der Bodenplattentemperatur ΔT_C einstellt. Der Vorteil dieses Verfahrens ist, dass sich Veränderungen in der Kühlflüssigkeitstemperatur T_{fluid} oder eine Veränderung des Wärmewiderstandes Bodenplatte zu Kühlkörper nicht auf den Test auswirken.

Test 3, Konstante Verlustleistung P_V :

Bei diesem Verfahren ist die Aufheiz- und Abkühlzeit ebenfalls konstant. Durch Regelung der Gate-Spannung wird die Durchlassspannung trotz Alterung so angepasst, dass die Durchlassverluste konstant bleiben. Zu Beginn des Tests ist die Gate-Spannung etwas erniedrigt und wird mit zunehmender Durchlassspannung erhöht.

Test 4, Konstanter Sperrschichttemperaturhub ΔT_{vj} : In diesem Verfahren muss die Sperrschichttemperatur im Betrieb gemessen werden. Dies kann z.B. mit Hilfe von temperatursensitiven Parametern erfolgen. Um den Sperrschichttemperaturhub ΔT_{vj} konstant zu halten, kann der Laststrom I_C , die Aufheiz- und Abkühlzeit t_{on} , $t_{off,t}$, oder die Gate-Spannung $U_{GE,e}$ angepasst werden.

Bei dem Testverfahren (1) (vgl. Abb. 2.7) ist das IGBT-Modul nach 32.073 Zyklen ausgefallen [22]. Die maximale Sperrschichttemperatur ist auf 360°C angestiegen und die Emitter-Metallisierung ist geschmolzen.

Wird der Temperaturhub ΔT_C der Bodenplatte konstant gehalten (Testverfahren (2)), so fällt das IGBT-Modul nach 47.485 Zyklen aus. Die maximale Sperrschichttemperatur ist auf 340°C angestiegen und die Emitter-Metallisierung wurde ebenfalls zerstört [22].

Bei konstanter Verlustleistung P_V fiel das IGBT-Modul nach 69.423 Zyklen aus. Es wurde keine Sperrschichttemperatur oberhalb von 179°C gemessen. Als Ausfallursache wurde ein Abheben aller Bonddrähte festgestellt. Die Emitter-Metallisierung bleibt dabei intakt.

Bei Überwachung der Sperrschichttemperatur T_{vj} (Testverfahren 4) wurde das Lebensende nach 97.171 Zyklen erreicht, als die Aufheizzeit t_{on} auf 11,8 % ihres ursprünglichen Wertes reduziert werden musste. Dies stellt in dem Versuchsaufbau in [22] den Minimalwert für den Regler dar. Während der gesamten Testzyklen ist die Sperrschichttemperatur T_{vj} nie über 160°C gestiegen.

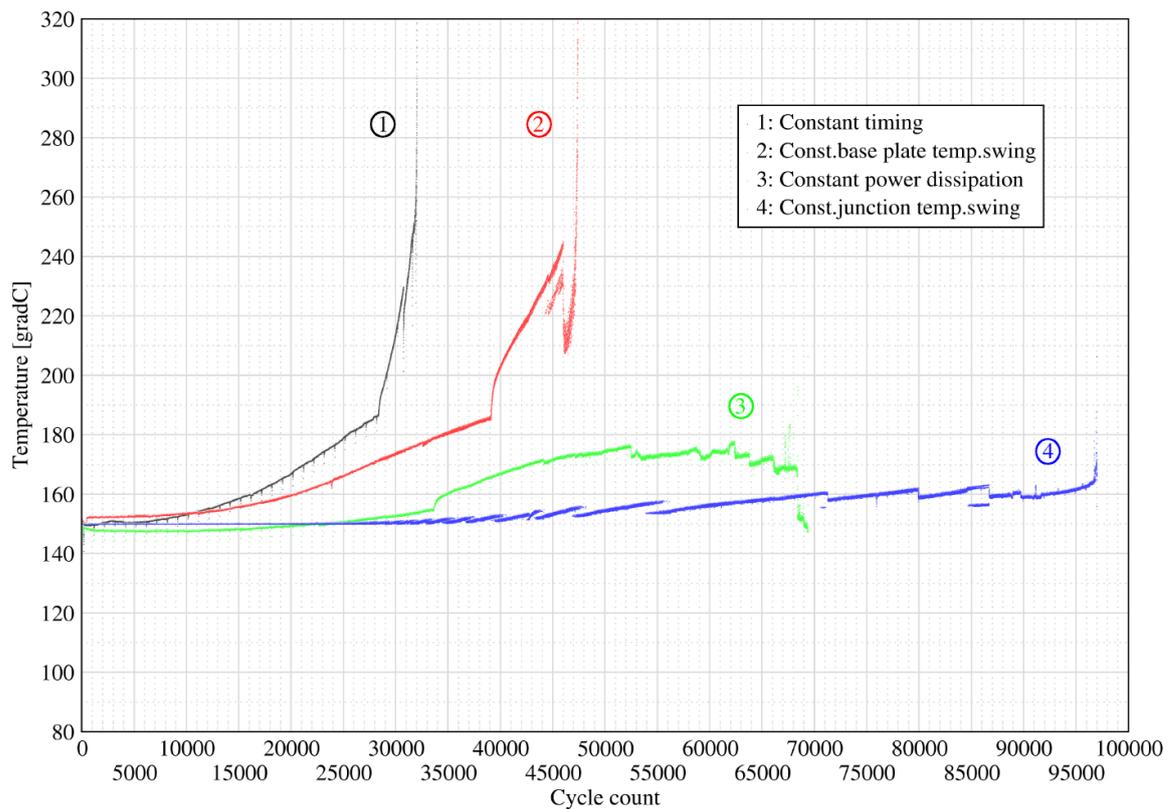


Abbildung 2.7: Maximale Sperrschichttemperatur $T_{vj,max}$ bei verschiedenen Testverfahren. [22]
 1: $t_{on}, t_{off,t} = const.$, 2: $\Delta T_C = const.$, 3: $P_V = const.$, 4: $\Delta T_j = const.$

Der Vergleich zeigt, dass die Lebensdauer maßgeblich von dem verwendeten Testverfahren abhängt (vgl. [23], [24]). Da in Industrieanwendungen nur die Bodenplattentemperatur der IGBT-Module als Indikator zur Verfügung steht, sind nur die Testergebnisse (1) und (2) auf reale Anwendungen übertragbar. Wird allerdings ein Zustandsüberwachungssystem verwendet, wie in dieser Arbeit beschrieben, besteht das Potential die IGBTs bei verminderter Leistung (Notbetrieb) noch längere Zeit weiter zu betreiben (vgl. Testverfahren (3) und (4)).

2.4 Lebensdauermodelle

LESIT-Modell:

Im Jahre 1997 wurde im Rahmen des „LESIT“ Projektes die Zuverlässigkeit von IGBT-Modulen für den Einsatz in Beförderungsmitteln untersucht [25]. Dazu wurden IGBT-Module mit einer Spannungsfestigkeit von 1200 V und einer dauerhaften Stromtragfähigkeit von 300 A untersucht. Ziel der Untersuchung war es herauszufinden, ob sich die mittlere Sperrschichttemperatur $T_{j,m}$ oder die Änderung der Sperrschichttemperatur ΔT_j auf die Lebensdauer auswirkt. Mittels einer Stromquelle wurde ein Laststrom I_{load} während der Aufheizphase t_{on} in den IGBT eingepreßt (vgl. 2.8a). Während der Abkühlphase wurde mit einem kleinen Kalibrierstrom I_{cal} die Kollektor-Emitter-Spannung V_{CE} als temperatursensitiver Parameter

ausgewertet. Für kleine Ströme hat die Kollektor-Emitter-Spannung einen negativen Temperaturkoeffizienten. Während des gesamten Versuchs war der IGBT mit einer Gate-Spannung von $V_{GE} = 15 \text{ V}$ dauerhaft leitend. Der Laststrom I_{load} , die Aufheizzeit t_{on} und die Abkühlzeit $t_{off,t}$, sowie die Temperatur der Wasserkühlung wurden so angepasst, dass sich folgende Temperaturbereiche ergeben: $T_{j,m} = \{60^\circ\text{C}, 80^\circ\text{C}, 100^\circ\text{C}\}$ und $\Delta T_j = 30 \text{ K}..80 \text{ K}$. Ausfallkriterium war ein 5%-Anstieg in der V_{CE} -Spannung in einer periodisch statischen Messung.

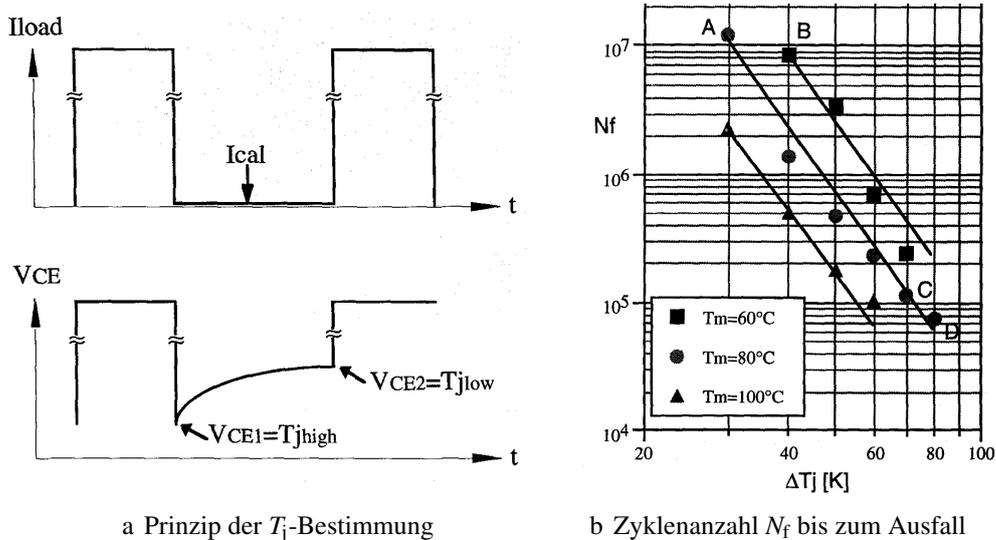


Abbildung 2.8: Versuchsablauf und Testergebnisse des LESIT-Projekts [25]

Die Ergebnisse in 2.8b zeigten eine deutliche Abhängigkeit der Zyklenzahl N_f bis zum Ausfall von der mittleren Sperrschichttemperatur $T_{j,m}$ und dem Temperaturhub ΔT_j . Als Ausfallursachen konnten abgelöste Bonddrähte und Oberflächenrekonstruktion der Aluminium-Schicht auf der Emitter-Seite festgestellt werden. Abgelöste Bonddrähte konnten nicht spezifisch einer $T_{j,m}/\Delta T_j$ -Kombination zugeordnet werden.

Basierend auf den Ergebnissen in Abb. 2.8b wurde ein empirisches Modell aufgestellt (Gl. 2.2), um die Abhängigkeit der Ausfallzyklenzahl N_f von den Größen $T_{j,m}$ und ΔT_j mathematisch nachzubilden.

$$N_f = A \cdot \Delta T_j^\alpha \cdot e^{\frac{Q}{R \cdot T_{j,m}}} \quad (2.2)$$

In Gl. 2.2 ist $R = 8,314 \text{ J/mol} \cdot \text{K}$ die Gaskonstante und $T_{j,m}$ wird in Kelvin eingesetzt. Für die anderen Größen ergibt sich auf Grund der Testergebnisse bei den verwendeten IGBT-Modulen: $A = 640$, $\alpha = -5$, $Q = 7,8 \cdot 10^4 \text{ J/mol}^{-1}$.

CIPS08-Modell:

Auf der „International Conference on Integrated Power Electronic Systems“ (CIPS) wurde im Jahre 2008 ein erweitertes Lebensdauermodell vorgestellt [26]. Das bisherige LESIT Modell wurde um folgende Einflussgrößen erweitert: Aufheizdauer t_{on} , Strom pro Bonddraht I , Spannungsfestigkeit V , Bonddrahtdurchmesser D (vgl. Gl. 2.3).

$$N_f = K \cdot \left(\frac{\Delta T_j}{\text{K}} \right)^{\beta_1} \cdot e^{\frac{\beta_2}{\left(\frac{T_{j,m}}{^\circ\text{C}} \right) + 273}} \cdot \left(\frac{t_{\text{on}}}{\text{s}} \right)^{\beta_3} \cdot \left(\frac{I}{\text{A}} \right)^{\beta_4} \cdot \left(\frac{U}{\text{V}} \right)^{\beta_5} \cdot \left(\frac{D}{\mu\text{m}} \right)^{\beta_6} \quad (2.3)$$

Die Parameter K und β_1 bis β_6 müssen für jedes betrachtete Leistungshalbleitermodul spezifisch angepasst werden. Da Gl. 2.3 eine Zahlenwertgleichung ist, müssen die Parameter in Einheiten gemäß [26] eingesetzt werden. Die weiteren betrachteten Abhängigkeiten entstammen empirischen Untersuchungen zu Ausfallmechanismen. Nach [26] lassen sich folgende Ursachen für die weiteren Abhängigkeiten vermuten:

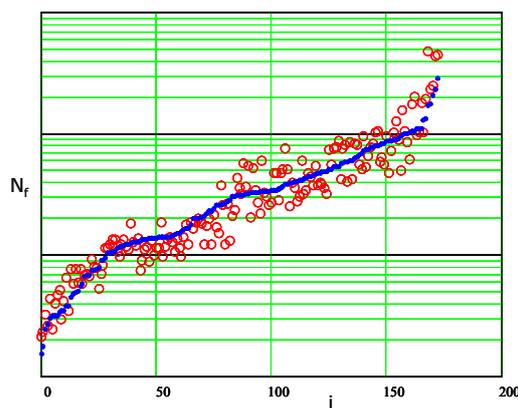
Aufheizdauer t_{on} : Für eine kurze Aufheizdauer stellt sich kein stationärer thermischer Zustand ein. Je nach Einschaltdauer bilden sich daher unterschiedliche thermo-mechanische Spannungen an den Grenzschichten aus.

Stromstärke pro Bonddraht I : Je höher der Stromfluss durch einen Bonddrahtkontakt ist, desto höher ist die dort entstehende Verlustleistung. Wird der Bonddrahtkontakt am Ende der Lebensdauer schlechter, bewirkt der Stromfluss dort eine zusätzliche Aufheizung.

Spannungsfestigkeit U : Die Spannungsfestigkeit ist ein Maß für die Dicke des Silizium-Chips. Je dünner der Silizium-Chip, desto eher folgt er der thermisch bedingten mechanischen Verformung der anderen Modulschichten. Je größer die Silizium-Chip Dicke, desto mehr spielt der Unterschied in den thermischen Ausdehnungskoeffizienten eine Rolle.

Bonddrahtdurchmesser D : Je größer der Bonddrahtdurchmesser, desto größer ist die Bonddrahtkontaktfläche auf der Aluminium Metallisierung des Silizium-Chips. Bei größeren Kontaktflächen wirkt sich ein unterschiedlicher Ausdehnungskoeffizient stärker aus.

In Abb. 2.9a zeigt sich, dass die berechnete Ausfallzyklenanzahl gut die Testergebnisse annähert. Problematisch bei diesem Modellansatz ist, dass Größen wie z.B. die Aufheizdauer t_{on} und der Temperaturhub ΔT_j stark von einander abhängen. Daher ist der Modellansatz nur für den Betriebsbereich gültig, für den auch die Koeffizienten β_i bestimmt wurden.



a CIPS08-Modell [26]

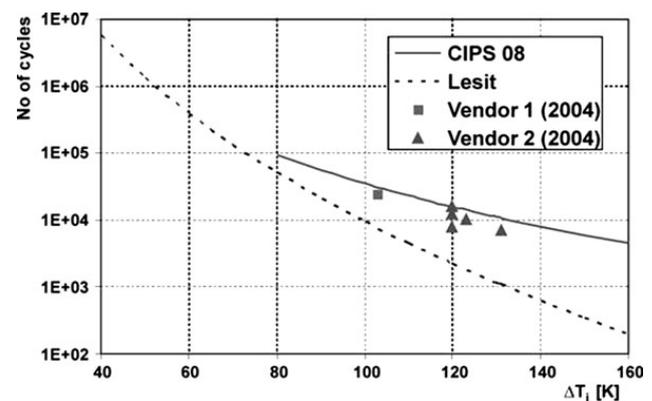
b Vergleich, Zyklenanzahl N_f bis zum Ausfall [21]

Abbildung 2.9: Vergleich CIPS08-Modell und LESIT-Modell

In [21] werden die berechneten Lebensdauern aus dem „LESIT“ Modell und dem „CIPS08“ Modell miteinander verglichen. Es zeigt sich, dass die Ergebnisse des CIPS08-Modells dichter an den Lebensdauern heutiger IGBT-Module liegen.

2.5 Betrachtung von Ausfallmechanismen

Im Jahre 2011 wurde ein Paper veröffentlicht [27], das den Einfluss der elektrischen Betriebsweise des IGBT-Moduls auf die Lebensdauer und sich ergebende Schadensbilder untersucht. Bei der gesamten Untersuchung wurde der Verlauf der Sperrschichttemperatur T_j gemessen und konstant gehalten (vgl. Testverfahren (4)).

In den bisherigen Betrachtungen wurde die Lebensdauer des IGBT-Moduls in einem DC-Betrieb bestimmt (vgl. Abb. 2.10a). Dazu wurde mittels einer Stromquelle ein konstanter Strom I_{DC} zum Aufheizen des IGBT-Moduls verwendet. In [27] wird zusätzlich ein „PWM-Betrieb“ betrachtet. Das IGBT-Modul wird in einer Vollbrückenschaltung mit einer PWM (Pulsdauermodulation) so geschaltet, dass sich ein sinusförmiger Strom in einer Lastinduktivität einstellt.

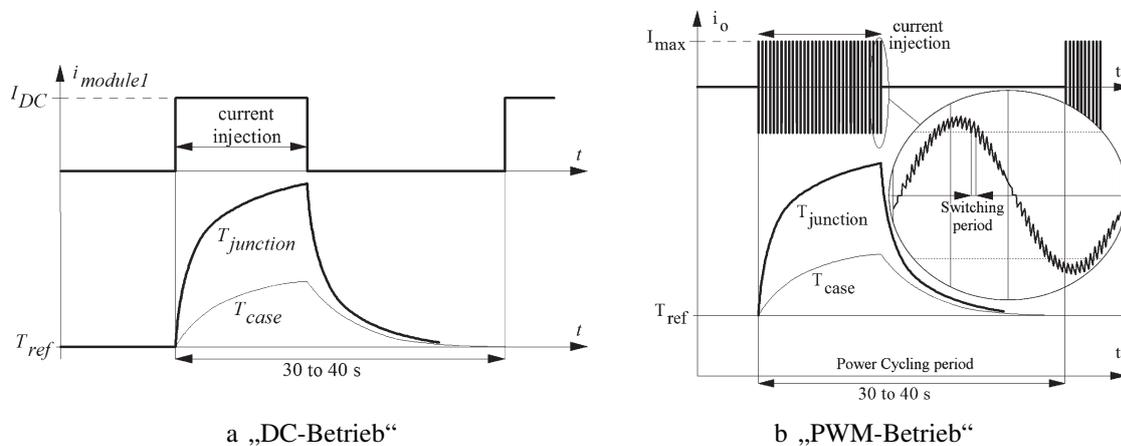


Abbildung 2.10: Verschiedene Betriebsweisen für Alterungstests [27]

Da bei diesem Betrieb Durchlass- und Schaltverluste auftreten, ist dieser Betrieb vergleichbar zu realen Anwendungen. Laut einer 3D-FEM-Simulation in [27] ist die Temperaturverteilung im IGBT-Modul verschieden bei „DC-Betrieb“ und „PWM-Betrieb“. Die Ursache dafür liegt an unterschiedlichen Durchlasseigenschaften parallel geschalteter IGBTs und an Schaltverlusten, die im „DC-Betrieb“ nicht auftreten.

Es konnten bei den Untersuchungen die folgenden Schadensbilder der Bonddrähte gefunden werden:

- a Metallurgischer Schaden in Abb. 2.11a. Häufigster Fehler in [27].
- b, c Bruch am Bonddrahtkontaktpunkt in Abb. 2.11b und 2.11c.
- d Abheben des Bonddrahtes in Abb. 2.11d.

Weiterhin wurde eine Veränderung der Lotschichten untersucht. Nach Abb. 2.4 befinden sich

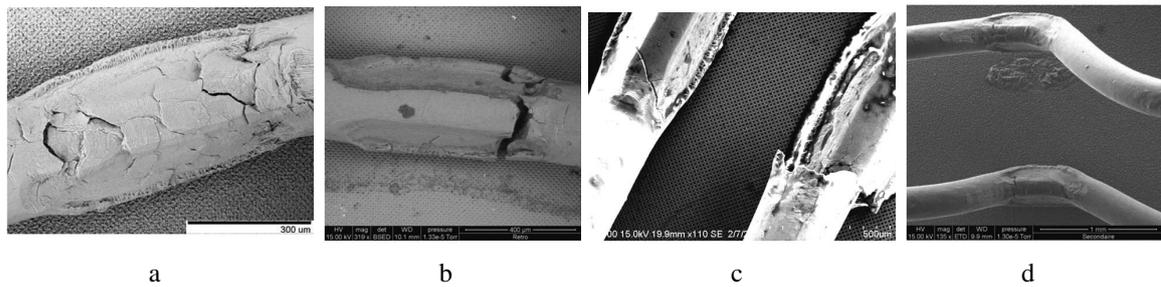


Abbildung 2.11: Bonddrahtschäden [27]

in Richtung des Wärmestromflusses \dot{Q} zwei Lotschichten. Der Si-Chip ist durch die Chip-Lötung mit dem DCB verbunden und das DCB ist durch die Systemlötung (vgl. Abb. 2.4) mit der Kupferbodenplatte des IGBT-Moduls verbunden. In Abb. 2.12a sind Veränderungen

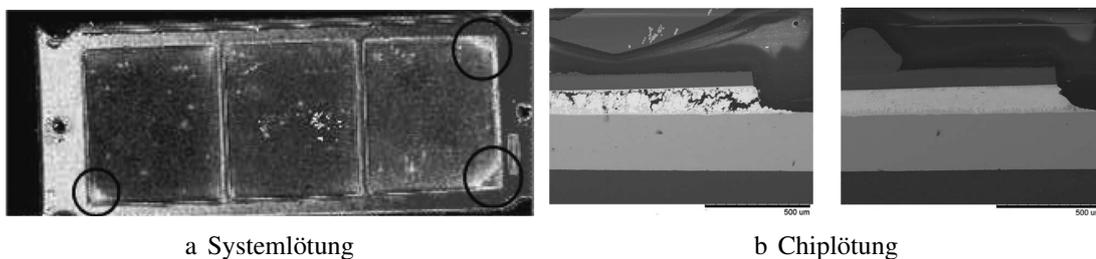


Abbildung 2.12: Kollektorseitige Lotschichtschäden [27], (a) aufgenommen mit Akustischer Mikroskopie, (b) aufgenommen mit dem Rasterelektronenmikroskop

an den Rändern der Systemlötung zu finden. Weitere Untersuchungen zu Veränderungen der Systemlötung finden sich in [28].

Eine Verschlechterung der Chiplötung ist in Abb. 2.12b, links dargestellt.

Als Hauptausfallmechanismus werden Bonddrahtschäden bei den Versuchen in [27] genannt. Die Auswirkungen der beiden Alterungsmechanismen Bonddrahtschäden oder Lotschichtdegradation können folgendermaßen unterschieden werden. Dazu wird das Ersatzschaltbild des IGBTs ohne Diode mit seinen Kontaktwiderständen nach Abb. 2.13 betrachtet. Werden einzelne Bonddrähte durchtrennt, so erhöhen sich entsprechend die Widerstände $R_{Bd, TLS}$ und $R_{Bd, DLS}$.

Folglich nimmt der Spannungsabfall $U_{E, Bond}$ zu bei unverändertem Kollektorstrom I_C . Die erhöhte Verlustleistung $P_{E, Bond} = U_{E, Bond} I_C$ verteilt sich nun auf eine verringerte Anzahl an Bonddrähten. Daher zeigt sich bei Alterungsuntersuchungen wie in [27], [29], [12] stets eine Zunahme der Degradationsrate vor dem Ende der Lebensdauer.

Bei der Lotschichtdegradation steht als Alterungsmechanismus eine Zunahme des thermischen Widerstands im Vordergrund, da der Wärmestrom \dot{Q} durch diese Schichten fließt. Durch die Verschlechterung des thermischen Widerstands kommt es zu einer Zunahme der virtuellen Sperrschichttemperatur im IGBT. Eine stetige Verschlechterung des elektrischen Kontakts ($R_{Lt, TLS}$) tritt ebenfalls ein.

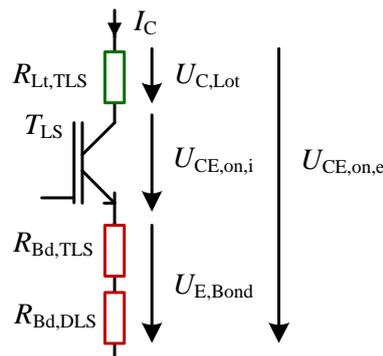


Abbildung 2.13: Betrachtung der Durchlassspannung des IGBTs

Weitere Schadensmechanismen wie eine Veränderung der Metallisierung an der Emitter-Oberfläche oder eine Veränderung des DCB-Substrats werden in [30] diskutiert. Die Herausforderung besteht in der Unterscheidung der Fehlerursache und des Ausfallmechanismus. Dahingehend werden im Folgenden drei weitere Veröffentlichungen betrachtet.

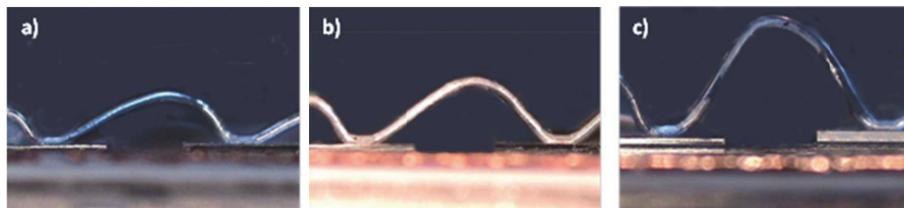
Unterscheidung von Fehlermechanismen:

Auf der CIPS 2012 hat die Firma Semikron Untersuchungen zum Einfluss der Bonddrahtgeometrie und der Kollektor-Verbindung auf die Lebensdauer vorgestellt [31]. Untersucht wurden 200 A IGBT-Halbbrückenmodule mit Bodenplatte.

Es wurden zwei verschiedene kollektorseitige Chip-Verbindungen betrachtet:

- Gruppe 1: SnAg-Lot mit jeweils drei Bonddrahtgeometrien
- Gruppe 2: Ag-Sinterschicht mit jeweils drei Bonddrahtgeometrien

Die Bonddrahtgeometrien unterschieden sich durch das Verhältnis α von Bonddrahthöhe zu Abstand der Fußpunkte (vgl. Abb. 2.14) [31]. Es zeigt sich auch bei den Untersuchungen in [32], [33], dass die Bonddrahtgeometrie einen Einfluss auf die Entstehung von Bonddrahtschäden hat.



a Geringe Höhe, $\alpha = 0,21$ b Mittlere Höhe, $\alpha = 0,29$ c Hohe Höhe, $\alpha = 0,48$

Abbildung 2.14: Vergleich von Aluminium Bonddrahtgeometrien [31]

Ziel der Untersuchung ist, den Einfluss der Bonddrahtgeometrie und den Einfluss der Lot-

schicht (Gruppe 1 und 2) zu vergleichen. Desweiteren wurden die Versuche bei zwei Temperaturhüben der virtuellen Sperrschichttemperatur $\Delta T_{vj} = 70\text{ K}$ und $\Delta T_{vj} = 110\text{ K}$ mit $T_{vj,max} = 150^\circ\text{C}$ durchgeführt. Es wurde mit einem Gleichstrom („DC-Betrieb“) und konstanter Einschalt- und Ausschaltzeit (Test 1) getestet.

Die Ergebnisse in Abb. 2.15a und 2.15b zeigen, dass für $\alpha = 0,21$ überwiegend ein Bruch am Bonddrahtkontakt (,heel crack“) nach Abb. 2.11 auftritt. Der Bonddraht ist in diesem Test die Schwachstelle. Es gibt keinen Vorteil der Silbersinterschicht (Gruppe 2). Für $\alpha = 0,29$

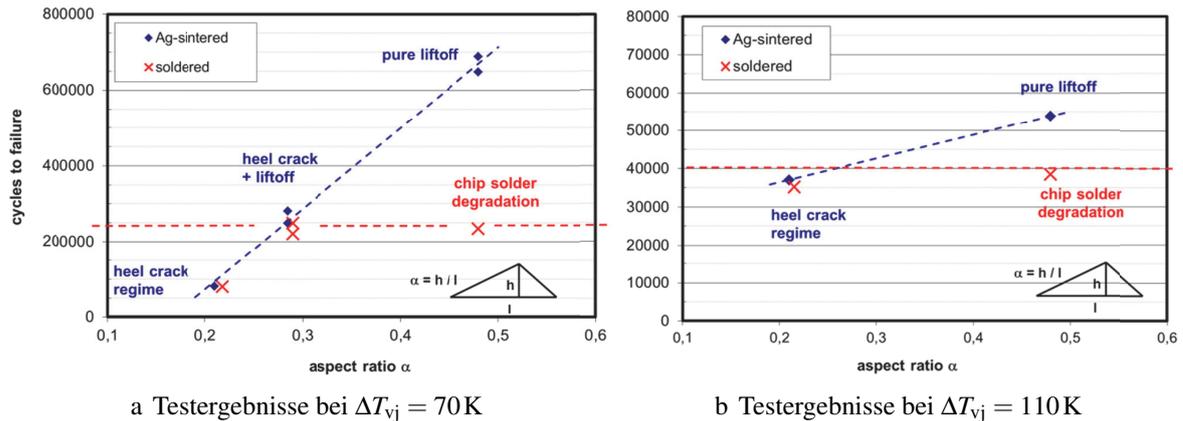


Abbildung 2.15: Testergebnisse für Gruppe 1 und 2 [31],

zeigt sich in Abb. 2.15a in Gruppe 1 eine deutliche Zunahme von $T_{vj,max}$ auf Grund einer Erhöhung des thermischen Widerstands. Nach [31] ist in diesem Fall die Lotschichtdegradation die Ursache. Als Folgefehler des Temperaturanstiegs $T_{vj,max}$ fallen die Bonddrähte aus. Die Module der Gruppe 2 zeigen keinen Anstieg von $T_{vj,max}$.

Für $\alpha = 0,48$ in Abb. 2.15a trat bei Gruppe 1 und 2 kein Bruch am Bonddrahtkontakt (,heel crack“) mehr auf. Es kam ausschließlich zu einem Abheben des Bonddrahts (,liftoff“) (vgl. Abb. 2.11d). Mittels akustischer Mikroskopie konnte für Gruppe 1 die Lotschichtdegradation als Ursache identifiziert werden.

Im Falle von $\Delta T_{vj} = 110\text{ K}$ in Abb. 2.15b liegen vergleichbare Ausfallmechanismen vor.

Auf der EPE 2013 (European Conference on Power Electronics and Applications) hat die Firma Semikron Untersuchungen vorgestellt zum Einfluss der maximalen Sperrschichttemperatur $T_{j,max}$ auf die Lebensdauer und die Auswirkung auf Ausfallmechanismen [34]. Es wurden dazu zwei Gruppen von 1200 V, 300 A IGBT-Modulen miteinander verglichen.

Gruppe 1: Die Kollektorverbindung ist silbergesintert. Die Bonddrähte bestehen aus Aluminium mit dem Geometrieverhältnis $\alpha = 0,29$.

Gruppe 2: Gelötete Kollektorverbindung SnAg3.5 mit Aluminium ummantelten Kupfer-Bonddrähten.

Da die Zuverlässigkeit der gesinterten Kollektorverbindung erhöht ist, kann bei Gruppe 1 ein Ausfall der Aluminium-Bonddrähte untersucht werden. Bei Gruppe 2 wird die Lebensdauer

der gelöteten Kollektorverbindung untersucht, da Aluminium ummantelte Kupfer-Bonddrähte eine erhöhte Zuverlässigkeit aufweisen.

Getestet wird bei einer konstanten Einschaltdauer von $t_{\text{ein}} = 7$ s. Es wird ein Sperrschichttemperaturhub von $\Delta T_j = 110$ K angestrebt. Die Kühlflüssigkeitstemperatur T_f wird angepasst, sodass Versuchsdurchläufe für minimale Sperrschichttemperaturen von

$$T_{j,\text{min}} = \{-20^\circ\text{C}, 10^\circ\text{C}, 40^\circ\text{C}, 65^\circ\text{C}\} \quad (2.4)$$

durchgeführt werden können. Bei Gruppe 1 ist das Lebensende erreicht wenn die Durchlassspannung $U_{\text{CE,on}}$ um 5% angestiegen ist. Bei Gruppe 2 ist das Lebensende erreicht, wenn der thermische Widerstand R_{th} um 10% gestiegen ist.

Bei beiden Gruppen nahm die Zyklenanzahl mit steigender Temperatur $T_{j,\text{min}}$ ab. In den Versuchen bei Gruppe 1 trat nur ein Abheben der Bonddrähte als Fehlermechanismus auf.

In Gruppe 2 konnte ein Anstieg des thermischen Widerstands als Ausfallmechanismus beobachtet werden. Es zeigte sich weiterhin, dass je dichter die maximale Sperrschichttemperatur $T_{\text{vj,max}} = T_{\text{vj,min}} + 110$ K an die Schmelztemperatur von SnAg3.5-Lot $T_{\text{Melt}} = 221^\circ\text{C}$ kommt, desto früher fallen die IGBT-Module aus durch eine Zunahme des thermischen Widerstands bedingt durch Lotschichtdegradation.

Die Ergebnisse in [34] deuten darauf hin, dass eine Zunahme der mittleren virtuellen Sperrschichttemperatur $T_{\text{vj,m}}$ überwiegend einen Einfluss auf die Lebensdauer der SnAg3.5-Lotschicht hat und weniger auf die Lebensdauer der Bonddrähte. Besonders im Bereich des Schmelzpunkts ist dieser Betrieb von den Lebensdauermodellen nicht abgedeckt. Für eine Erhöhung der virtuellen Sperrschichttemperatur in zukünftigen IGBT-Modulen muss die Lotschicht daher ersetzt werden durch eine neuartige Verbindungstechnologie wie Silbersintern oder Diffusionslöten.

Bei den Untersuchungen in [35] an IGBT-Modulen mit Aluminium-Bonddrähten und einer PbSnAg-Lotschicht ($T_{\text{Melt}} > 300^\circ\text{C}$) zeigt sich ebenfalls, dass eine Erhöhung der mittleren Sperrschichttemperatur $T_{\text{vj,m}}$ eher einen Einfluss auf die Lotschicht hat, als auf die Bonddrähte.

Da bei den Untersuchungen [31], [34] und [35] in den überwiegenden Fällen als Bonddrahtschaden ein Ablösen des Bonddrahts aufgetreten ist, wird zunächst dieser Schadensmechanismus im folgenden Kapitel 2.6.1 genauer betrachtet.

2.6 Schäden am IGBT-Modulaufbau

Die Betrachtungen in Abschnitt 2.5 haben ergeben, dass Bonddrahtablösung und Lotschichtdegradation wesentliche Ausfallursachen darstellen. In diesem Abschnitt werden diese beiden Schadensarten daher genauer betrachtet. Zunächst wird anhand von Literaturquellen die Rissbildung im Bonddraht betrachtet. Anschließend werden Alterungseffekte der Lotschicht dargestellt.

2.6.1 Untersuchung der Bonddrahtschäden

Die Ursache für Bonddrahtschäden ist der Unterschied in den thermischen Ausdehnungskoeffizienten (CTE: „Coefficient of Thermal Expansion“) von Silizium und Aluminium. Erwärmt sich der Silizium-Halbleiter und der Aluminium-Bonddraht, so kommt es zu mechanischen Spannungen an den Grenzflächen der beiden Materialien.

Der Ausfall der Bonddrahtverbindung wurde im Jahre 2010 am Fraunhofer IZM (Institut für Zuverlässigkeit und Mikrointegration) an Infineon CoolMOS-Modulen untersucht [36]. Bei den Alterungsuntersuchungen wurde der Verlauf der virtuellen Sperrschichttemperatur konstant gehalten, um keine überlagerten Alterungseffekte durch Lotschichtdegradation zu sehen.

Es zeigte sich in Abb. 2.16a und 2.16b, dass sich mit zunehmenden Alterungszyklen ein Riss von den Seiten der Bonddrahtverbindung ausgehend ausbildet. Der Riss bildete sich nicht an der Grenzschicht zu der Chip-Metallisierung aus, sondern verlief oberhalb davon in dem Aluminium-Bonddraht. Mit Hilfe von Abschertests wurde die verbleibende mechanische

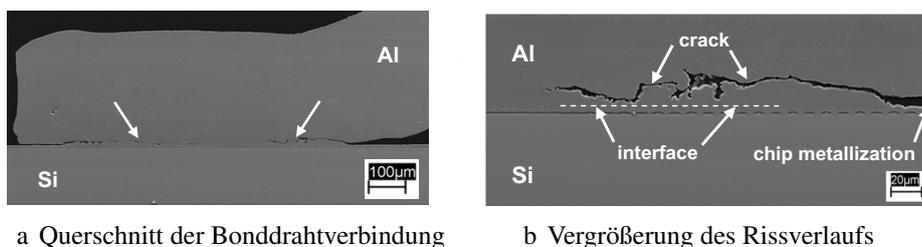


Abbildung 2.16: Rissbildung im Bonddraht [36]

Verbindungsfläche in Abhängigkeit der Alterungszyklen bestimmt. Dabei wurde die Scherung auf einer Höhe von 10% des Bonddrahtdurchmessers durchgeführt. Die Auswertungen in [36] zeigen, dass sich mit zunehmenden Alterungszyklen die verbleibende mechanische Verbindungsfläche verringert (vgl. Abb. 2.17b). Bei erhöhtem Sperrschichttemperaturhub ΔT_{vj} findet die Rissbildung schneller statt. Weiterhin zeigt sich, dass es einen linearen Zusammenhang zwischen benötigter Scherkraft und abgescherter Fläche gibt. Für einen ungealterten Bonddraht wird eine mittlere Scherkraft von $F_{S,neu} = 2700 \text{ cN}$ benötigt. Wenn man als Lebensdauerende 50% der Anfangsscherkraft $F_{S,neu}$ annimmt, so lassen sich die Lebensdauern in Abb. 2.17c für die Testreihen (Gamme, Alpha, Delta, Epsilon) berechnen. Neben dem

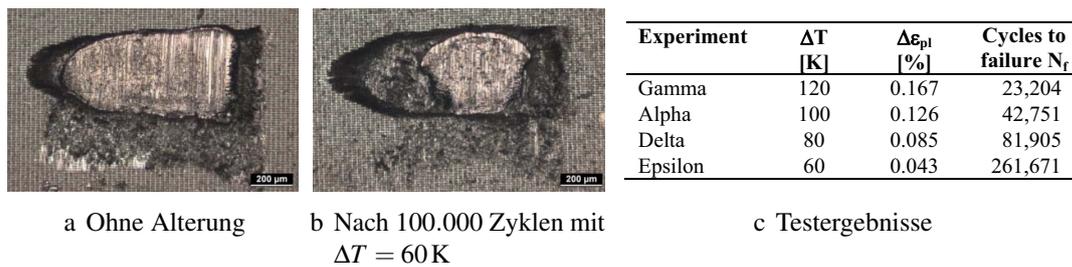


Abbildung 2.17: Abscherversuche an der Bonddrahtkontaktstelle und Testergebnisse [36]

Temperaturhub ΔT_{vj} wurde ebenfalls eine Abhängigkeit von der Höhe der mittleren virtuellen Sperrschichttemperatur $T_{vj,m}$ untersucht, da diese Eingangsgröße für die Lebensdauermodelle nach Kap. 2.4 ist. Es konnte keine Abhängigkeit der betrachteten Bonddrahtschäden von der mittleren virtuellen Sperrschichttemperatur $T_{vj,m}$ gefunden werden.

Im Jahre 2015 hat das Fraunhofer IZM untersucht, warum der Riss nicht direkt an der Bondverbindung auftritt, sondern durch den Aluminium Bonddraht verläuft [37]. Dazu wird ein Schnittbild der Aluminium-Bonddrahtverbindung mit Hilfe des Elektronenrückstreubeugungsverfahrens (EBSD-“Electron backscatter diffraction“) untersucht. Anhand einer „IPF-map“ (inverse pole figure) werden die Körner und Korngrenzen dargestellt (vgl. Abb. 2.18). Es zeigt sich, dass sich im unteren Bereich des Aluminium Bonddrahtes eine einheitliche Struktur (grün dargestellt) befindet. Diese Struktur wird in [37] als „Rotated Cube“ bezeichnet. Diese Struktur war vor dem Bondprozess nicht im Aluminium Bonddraht vorhanden. Im Bereich der Bonddraht-Ferse („Heel“) ist noch die ursprüngliche Kornstruktur sichtbar. Auf Grund der Energieeinwirkung im Bondprozess entsteht die „Rotated Cube“-Struktur.

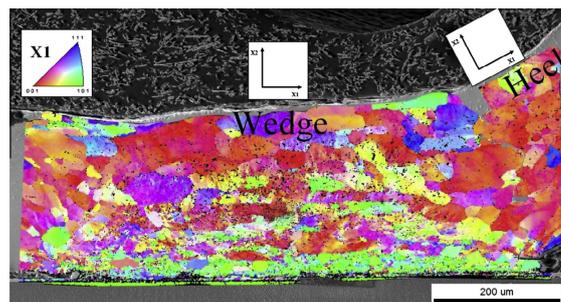


Abbildung 2.18: Mikrostruktur nach dem Bondprozess („inverse pole figure“ IPF map) [37]

Mit Hilfe der Methode der Nanoindentierung wird die Härte der Kristallstrukturen gemessen. Bei der Nanoindentierung wird eine feine Diamantspitze in das Schnittbild des Bonddrahtes gedrückt. Aus Eindringkraft und Eindringweg kann die Härte bestimmt werden. Die Härtemessung mit zugehörigem IPF-Bild ist in Abb. 2.19a und 2.19b dargestellt. Es zeigt sich, dass die „Rotated Cube“-Struktur die geringste Härte besitzt. In dieser Struktur bildet sich auf

Grund von Alterungseffekten der Riss aus. In [38] wird der Einfluss der Korngröße vor dem

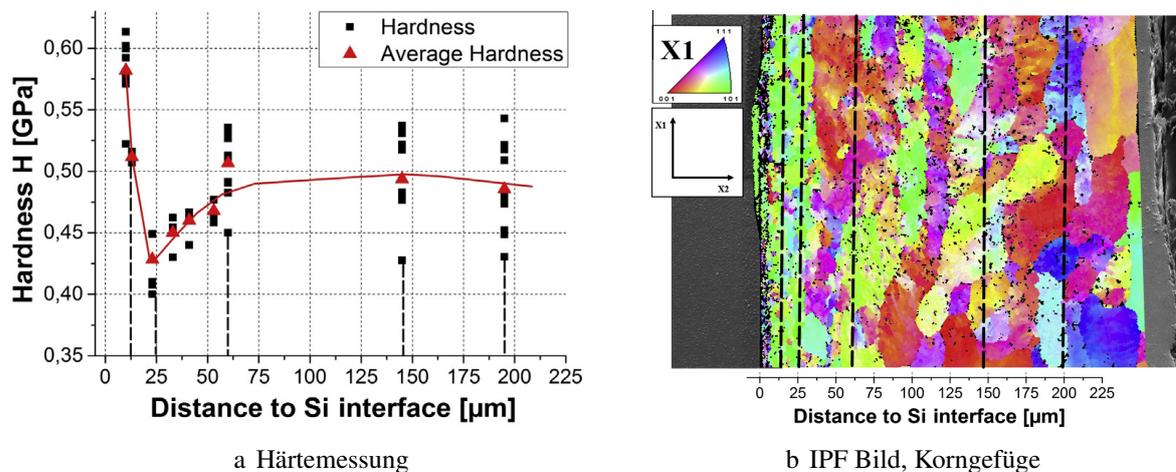


Abbildung 2.19: Härtebestimmung der Bonddrahtkontaktstruktur [37]

Bondprozess auf die „Rotated Cube“-Struktur nach Bondprozess untersucht. Es zeigt sich, dass die „Rotated Cube“-Struktur unabhängig von der Korngröße des Ausgangsmaterials beim Bondprozess entsteht. Im Bereich des Bonddrahtkontaktpunktes („Wedge“) hat die „Rotated Cube“-Struktur die geringste Härte.

2.6.2 Lotschichtdegradation

Untersuchung von Schäden der Kollektorverbindung:

In [39] wird die Alterung der Kollektorlotschicht SnAg3.5 an einem Si IGBT (600 V, 200 A) untersucht. Für den Emitter-Kontakt werden vier Aluminium Bonddrähte an den Ecken des IGBT-Chips angebracht. Um ausschließlich eine Alterung der Kollektorlotschicht hervorzu-

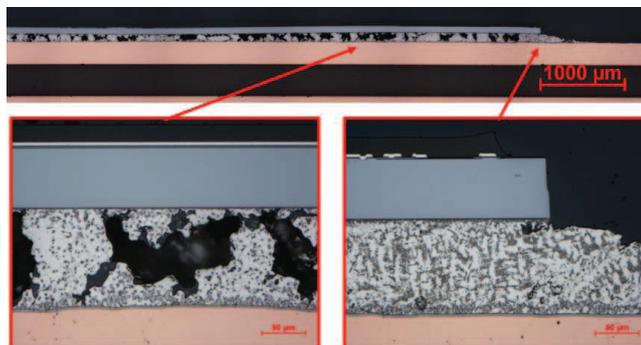


Abbildung 2.20: Lichtmikroskopaufnahme Kollektorlotschicht nach Alterung [39]

rufen, wird der IGBT mittels Absenkung der Gate Spannung im linearen Bereich betrieben.

Ein kleiner Kollektorstrom I_C im Bereich von 4 A genügt somit, um die Sperrschichttemperatur anzuheben. Um eine Schädigung nach Abb. 2.20 zu verursachen, durchläuft der IGBT-Modulaufbau die folgenden Alterungszyklen:

Konstanter Sperrschichttemperaturhub $\Delta T_j = 150\text{ K}$ mit $T_{j,\min} = 30^\circ\text{C}$ und $T_{j,\max} = 180^\circ\text{C}$, bei konstanter Aufheizzeit $t_{\text{on}} = 1,8\text{ s}$. Die Abkühlzeit $t_{\text{off,t}}$ und der Kollektorstrom I_C werden angepasst, um den Sperrschichttemperaturverlauf konstant zu halten. Bei 12 getesteten Modulaufbauten wurden Alterungszyklen im Bereich von 27.100 – 47.200 durchlaufen. In Abb. 2.20 sind deutliche Risse in der Lotschicht sichtbar. Diese Risse verursachen eine Erhöhung des thermischen Widerstandes. Mit einer Röntgenaufnahme konnte in [39] festgestellt werden, dass sich diese Risse unter der gesamten Chipfläche ausbreiten.

2.7 Feuchtigkeitsinduzierte Degradation

Da IGBT-Module nicht hermetisch verschlossen sind, kann Feuchtigkeit in das Innere eindringen. Äußere Einflüsse wie veränderliche Lufttemperatur T und relative Luftfeuchtigkeit rH können zu Kondensation im IGBT-Modul führen. In [40] wird ein Testmodul („module“)

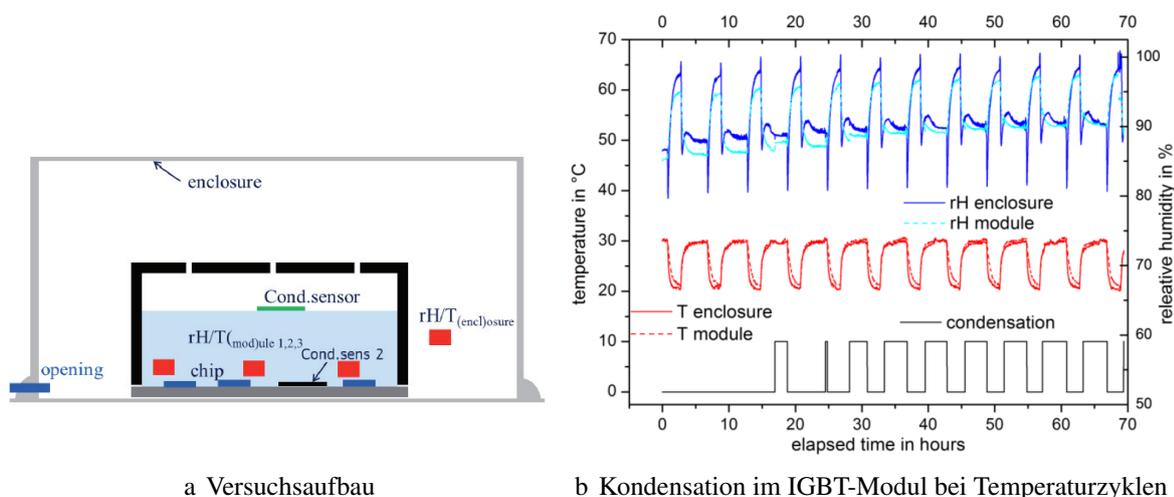


Abbildung 2.21: Veränderliche Einflussgrößen und Platzierung der Sensoren im IGBT-Modul [40]

mit Feuchtigkeits- und Temperatursensoren (rH/T), sowie Kondensationssensoren (Cond.sens 1 und 2) ausgestattet (vgl. Abb. 2.21a). Des Weiteren wird das IGBT-Modul von einem Gehäuse („enclosure“) umschlossen, und anschließend in einem Klimaschrank betrieben. Da der Klimaschrank die relative Luftfeuchtigkeit rH bei Temperaturgradienten nicht konstant halten kann, wird das Gehäuse benötigt.

Bei einem Test mit mehreren Temperaturzyklen in Abb. 2.21b wird das IGBT-Modul zunächst für 24 h bei $T_{\text{ch}} = 30^\circ\text{C}$ und $rH_{\text{ch}} = 95\%$ im Klimaschrank gehalten (vgl. Abb. 2.21b). Es stellt

sich nach dieser Zeit $rH_{\text{encl}} \approx 87\%$ und $rH_{\text{mod}} \approx 85\%$ ein. Anschließend wird die Temperatur des Klimaschranks um $\Delta T_{\text{ch}} = 10\text{ K}$ zyklisch variiert ($T_{\text{ch,min}} = 20^\circ\text{C}$, $T_{\text{ch,max}} = 30^\circ\text{C}$). Ab dem dritten Zyklus tritt in der Warmphase ($T_{\text{ch}} = 30^\circ\text{C}$) Kondensation auf der Oberfläche des Silikongels auf. In der Kaltphase ($T_{\text{ch}} = 20^\circ\text{C}$) trocknet die Silikonoberfläche komplett. Die Ursache für dieses Verhalten liegt in der verzögerten Erwärmung oder Abkühlung der Silikonoberfläche im Vergleich zur Umgebungstemperatur T_{mod} . Ist die Temperatur der Silikonoberfläche kälter als die Umgebung kommt es zur Kondensation. Dieser Effekt kann ebenfalls an dem Metallgehäuse oder dem IGBT-Modulgehäuse auftreten.

Sobald die Feuchtigkeit die IGBT-Oberfläche erreicht, kann im IGBT-Modul elektrochemische Migration (ECM) statt [41], [42]. Bei einem Leistungshalbleiter ist der Bereich hoher Potentialdifferenz besonders anfällig für ECM. Bildet sich ein geschlossener Feuchtigkeitsfilm zwischen zwei Metalloberflächen mit hoher Potentialdifferenz, so können Metallionen von der Anode zur Kathode wandern. Auf Grund dieses Dendritenwachstums kommt es zu einer Abnahme der Isolierfestigkeit.

2.8 Zusammenfassung des Kapitels

In diesem Kapitel wurde zunächst der Aufbau des betrachteten IGBT-Moduls beschrieben. Auf Grund der internen Verschaltung der Leistungshalbleiter gibt es einen Unterschied zwischen elektrischen Größen, die intern am IGBT auftreten und den elektrischen Größen, die extern am IGBT-Modul messbar sind. Der Versuch an einem geöffneten IGBT-Modul hat gezeigt, dass im Betrieb die Oberflächentemperatur des IGBT-Leistungshalbleiters inhomogen ist. Als Ersatzgröße wird daher zur Beschreibung die virtuelle Sperrschichttemperatur verwendet.

Die Betrachtung von Lebensdauermodellen und Alterungstests zeigte, dass der zyklische Verlauf der Sperrschichttemperatur einen wesentlichen Einfluss auf die Lebensdauer des IGBT-Modulaufbaus hat. Die Materialschichten des vertikalen IGBT-Modulaufbaus haben unterschiedliche thermische Ausdehnungskoeffizienten. Temperaturunterschiede in den Materialschichten wirken sich daher als mechanische Spannungen in dem vertikalen Aufbau aus. Wird in den Alterungstests ein Anstieg der Sperrschichttemperatur verhindert, durch Betrieb mit verminderter Leistung, so kann das IGBT-Modul länger betrieben werden.

Als Ausfallmechanismus wurden Bonddrahtschäden und Lotschichtdegradation gefunden. Anhand von Literaturquellen wurden diese Schadensarten detailliert diskutiert. Im Rahmen dieser Arbeit wird gezeigt, dass es mit einer kombinierten Auswertung von Ausschaltzeit und Durchlassspannung möglich ist, Schäden an der Bonddrahtverbindung zu erkennen.

Dieses Kapitel schließt ab mit einem Ausblick zu Degradation ausgelöst durch Feuchtigkeit. Diese Degradation wird in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet.

3 Temperatursensitive Parameter

Da das Einbringen eines Sensors in das IGBT-Modul zur Bestimmung der virtuellen Sperrschichttemperatur T_{vj} einen hohen Aufwand darstellt, soll die Sperrschichttemperatur T_{vj} anhand von temperatursensitiven Parametern (TSEPs) bestimmt werden. TSEPs sind elektrische Größen, die sich mit der virtuellen Sperrschichttemperatur T_{vj} verändern. Dabei sollen TSEPs betrachtet werden, die extern am IGBT-Modul messbar sind. In diesem Kapitel werden zunächst anhand von Literaturquellen verschiedene TSEPs vorgestellt. Daraus erfolgt eine Auswahl von TSEPs, die im Rahmen dieser Arbeit anschließend in den Abschnitten 3.1 bis 3.4 genauer betrachtet werden. Unterschieden wird daher zwischen solchen TSEPs, die im stationären Zustand (Leiten, Sperren) messbar sind und solchen, die dynamisch, d.h. bei den Schaltvorgängen messbar sind.

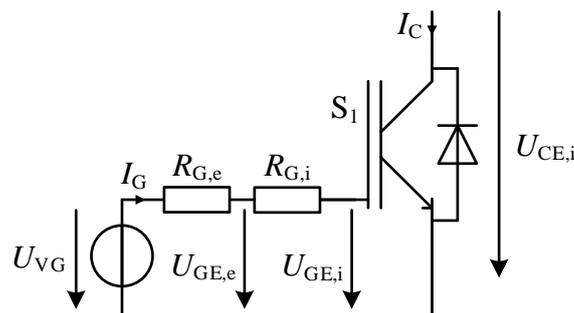


Abbildung 3.1: Ersatzschaltbild des IGBTs zur Beschreibung der TSEPs

TSEPs im Leit- oder Sperrzustand:

In diese Kategorie fallen temperatursensitive Parameter, die sich dauerhaft während des Leit- oder Sperrzustands des IGBTs messen lassen.

Durchlassspannung

Die Durchlassspannung $U_{CE,on,i}$ ist der Spannungsabfall zwischen Kollektor und Emitter im Leitzustand des IGBTs. Sie ist abhängig vom Kollektorstrom I_C , der virtuellen Sperrschichttemperatur T_{vj} und der Gate-Emitter-Spannung $U_{GE,i}$. Ist die Gate-Emitter-Spannung $U_{GE,i}$ ausreichend hoch und wird der IGBT nach Abb. 3.5a im Sättigungsbereich betrieben, so kann der Einfluss der Gate-Emitter-Spannung $U_{GE,i}$ vernachlässigt werden.

Bei Alterungstests nach Kap. 2.3, Test 4 wird die Durchlassspannung in der Regel verwendet, um die virtuelle Sperrschichttemperatur T_{vj} zu bestimmen. Dazu durchfließt ein Messstrom

im Bereich 100 mA den IGBT von Kollektor nach Emitter. Ein geringer Strom wird gewählt, damit eine Eigenerwärmung des IGBTs durch den Messstrom vernachlässigt werden kann. Gleichzeitig wird die Spannung $U_{CE,on,e}$ gemessen und als TSEP ausgewertet. Für diesen Strombereich hat der IGBT NTC-Verhalten auf Grund der Diffusionsspannung U_{Dpsn} des kollektorseitigen pn-Übergangs (vgl. Gl. 3.4). Es ergibt sich für den IGBT in [43] in diesem Bereich eine Sensitivität von $\approx -2 \text{ mV/K}$.

Ferner wird in [43] betrachtet, welche Temperatur mittels der Durchlassspannung $U_{CE,on,e}$ gemessen wird, bei inhomogener Temperaturverteilung auf der Oberfläche des IGBT-Chips im Betrieb. Dazu wird ein einzelner IGBT (Infineon SIGC158T120R3) eines geöffneten IGBT-Moduls (SEMiX703GB126D) untersucht. Der IGBT wird mit einem Kollektorstrom von $I_C = 150 \text{ A}$ aufgeheizt und anschließend wird bei einem Messstrom von $I_{C,mess} = 100 \text{ mA}$ die Durchlassspannung $U_{CE,on,e}$ gemessen. Der Vergleich mit einer Infrarotkamera-Messung zeigt, dass die mittlere Oberflächentemperatur $\overline{T_{Of}}$ und die durch $U_{CE,on,e}$ ermittelte Temperatur $T_{vj,Uce,on}$ dicht beieinander liegen. Die Temperatur $\overline{T_{Of}}$ ist etwas geringer auf Grund von Abschattungseffekte durch die Bonddrähte.

Bei einem Messstrom $I_{C,mess} = 50 \text{ mA}$ wird in [44] die Temperaturabhängigkeit von zwei IGBTs miteinander verglichen. Es zeigt sich, dass in diesem Fall die Bauteilstreuung nur 1 mV beträgt. Des Weiteren werden die beiden IGBTs parallel betrieben und durch Heizplatten auf unterschiedliche Temperaturen gebracht. Der Vergleich mit der mittleren Oberflächentemperatur $\overline{T_{Of,mean}}$ beider IGBTs, gemessen mit der IR-Kamera zeigt, dass die Temperatur $T_{vj,Uce,on}$ nur im Bereich von 1 K bis 2 K höher ist als $\overline{T_{Of,mean}}$. Eine etwas höhere Gewichtung des wärmeren IGBTs in $T_{vj,Uce,on}$ findet sich ebenfalls in [45].

In den Veröffentlichungen [46], [47] zeigt sich, dass die Durchlassspannung $U_{CE,on,e}$ auch bei Nennstrom I_C zur Temperaturbestimmung T_{vj} verwendet werden kann. Allerdings gibt es auch Untersuchungen in [48], [49], [50], die darauf hindeuten, dass der Spannungsabfall und die Temperatur der Bonddrähte bei der Bestimmung von T_{vj} mittels $U_{CE,on,e}$ nicht vernachlässigt werden dürfen.

Die Durchlassspannung für das, in dieser Arbeit betrachtete IGBT-Modul, wird in Kap. 3.1 und 6.6 weitergehend beschrieben. Des Weiteren wird eine Messschaltung zur Erfassung der Durchlassspannung $U_{CE,on,e}$ im Rahmen dieser Arbeit aufgebaut.

Interner Gate-Widerstand

In [51] wird ein Verfahren beschrieben, um die Temperaturabhängigkeit des internen Gate-Widerstands $R_{G,i}$ (vgl. Abb. 3.1) auszuwerten, um die virtuelle Sperrschichttemperatur T_{vj} zu bestimmen. Dazu wird ein spezieller Gate-Treiber entwickelt, der im Sperrzustand des IGBTs den internen Gate-Widerstand $R_{G,i}$ misst. Dem negativen Potential der Gate-Treiberspannung U_{VG} wird dazu ein Wechsellspannungssignal mit der Resonanzfrequenz des Gate-Kreises überlagert, um über den Spannungsabfall am externen Gate-Widerstand $R_{G,e}$ Rückschlüsse auf den internen Gate-Widerstand $R_{G,i}$ zu ziehen. Bei den betrachteten IGBT-Modulen (Typ 1) FF225R12ME4 und (Typ 2) FF600R17ME4 zeigt sich in [52] eine Sensitivität des internen Gate-Widerstands $R_{G,i}$ von $\approx 3,5 \text{ m}\Omega/\text{K}$ (Typ 1) bzw. $\approx 1,5 \text{ m}\Omega/\text{K}$ (Typ 2). Allerdings gibt es eine Bauteilstreuung des Referenzwertes $R_{G,i0}(T_0 = 20^\circ\text{C})$ von $R_{Gi} = R_{G,i0}(1 + \alpha(T_{vj} - T_0))$. Um eine bestehende Kalibrierkurve daher von einem IGBT-Modul auf ein anderes IGBT-Modul übertragen zu können, muss daher eine „Einpunktkalibrierung“ durchgeführt werden.

Erfolgt dies bei 20°C Raumtemperatur, so ergibt sich nach [52] eine Abweichung im Bereich von ± 3 K bei $T_{vj} = 120^\circ\text{C}$ für ein IGBT-Modul des Typs 1.

In [45] werden vergleichende Versuche mit einem geöffneten IGBT-Modul durchgeführt, um zu überprüfen, ob die Bestimmung der virtuellen Sperrschichttemperatur T_{vj} mittels $R_{G,i}$ dichter an die maximale Sperrschichttemperatur $T_{j,max}$ kommt als die Bestimmung mittels $U_{CE,on,e}$ (Durchlassspannung). Es zeigt sich, dass bei IGBT-Modulen, wo der interne Gate-Widerstand $R_{G,i}$ direkt mittig auf dem IGBT-Leistungshalbleiter sitzt, die gemessene Temperatur eher der maximalen Sperrschichttemperatur entspricht, als dies bei der $U_{CE,on,e}$ -Methode der Fall wäre. Bei der Parallelschaltung von mehreren IGBT-Leistungshalbleitern in einem IGBT-Modul gewichtet die $U_{CE,on,e}$ -Methode den heißeren Leistungshalbleiter allerdings mehr. Ferner wird in [45] erwähnt, dass es bei einer IGBT-Leistungshalbleiter-Parallelschaltung mit internen Gate-Widerständen $R_{G,i,s}$, die an den Ecken der Leistungshalbleiter platziert sind, zu einer Mittelwertbildung der entsprechenden Temperaturen an $R_{G,i}$ -Positionen kommt.

In [53] und [54] werden Konzepte vorgestellt, um mit dem $R_{G,i}$ -Verfahren Fehler in der kollektorseitigen Lotschicht oder im Kühlsystem zu identifizieren.

Das Verfahren der Bestimmung der virtuellen Sperrschichttemperatur T_{vj} über den internen Gate-Widerstand $R_{G,i}$ wird in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet, da an einer Messplatine gearbeitet wird, die mit einem kommerziellen Standard-Gate-Treiber verwendet werden kann. Des Weiteren hat das IGBT-Modul FF1000R17-IE4D neben dem internen Gate-Widerstand auf dem Leistungshalbleiter noch jeweils einen weiteren internen Gate-Widerstand auf Gate- und Hilfsemittterseite zur Symmetrierung der IGBT-Parallelschaltung (vgl. Kap. 6.5.2).

TSEPs im Schaltvorgang:

Im Folgenden werden temperatursensitive Parameter betrachtet, die sich nur während der Schaltvorgänge messen lassen. Der idealisierte Ein- und Ausschaltvorgang ist dazu in Abb. 3.2 dargestellt.

Einschaltschwellschwellspannung

Die Einschaltsschwellschwellspannung $U_{GE,th,i}$ ist der Wert der Gate-Spannung $U_{GE,i}$ ab dem der IGBT zu leiten beginnt. Der Strom I_C steigt (vgl. Abb. 3.2). Die Einschaltsschwellschwellspannung $U_{GE,th,i}$ sinkt mit steigender virtueller Sperrschichttemperatur T_{vj} (vgl. [55], [17]). Die physikalische Beschreibung der Abhängigkeiten der Einschaltsschwellschwellspannung $U_{GE,th,i}$ von der Temperatur findet sich in [56]. Sie kann näherungsweise linearisiert werden mit: $U_{GE,th,i}(T_{vj}) = U_{GE,th,0,i} + \alpha(T_{vj} - T_{vj,0})$. Weiterhin zeigt sich in [57] und [56], dass sie unabhängig vom geschalteten Kollektorstrom I_C ist, sondern für einen IGBT nur von der virtuellen Sperrschichttemperatur T_{vj} abhängt. Der Vergleich von drei IGBTs zeigt, dass die Einschaltsschwellschwellspannung $U_{GE,th,i}$ einer Bauteilstreuung unterliegt (vgl. [57]).

Da zum Zeitpunkt t_1 (Einschaltvorgang) bzw. t_7 (Ausschaltvorgang) der Gate-Strom I_G fließt, wird die extern messbare Einschaltsschwellschwellspannung $U_{GE,th,e}$ von dem Spannungsabfall $R_{G,i}I_{G,i}$ überlagert. Ohne Kenntnis des Gate-Stromes und der Größe des internen Gate-Widerstands $R_{G,i}$ ist $U_{GE,th,i}$ nicht bestimmbar. Aus diesem Grund kann die Einschaltsschwellschwellspannung für das betrachtete IGBT-Modul in Kap. 2.1 im Rahmen dieser Arbeit nicht als TSEP verwendet werden. Genauere Informationen dazu finden sich in Kap. 3.2.

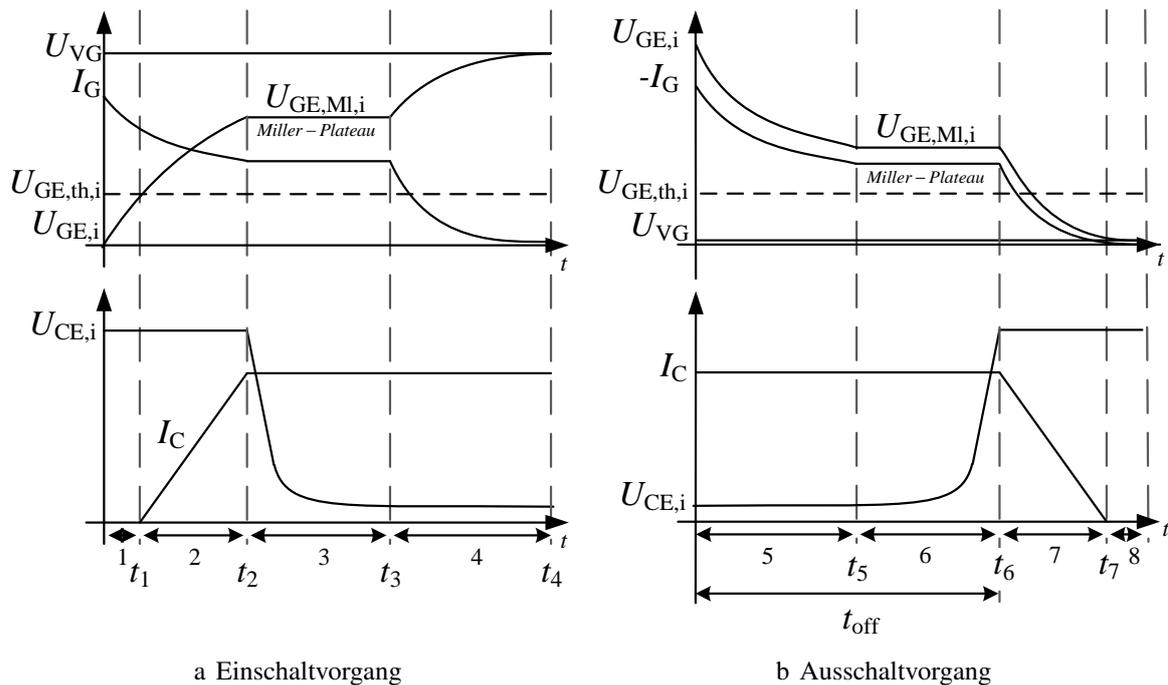


Abbildung 3.2: Idealierte Schaltvorgänge des IGBTs

Gate-Strom

In [58] wird der Gate-Strom I_G im Einschaltvorgang des IGBTs betrachtet. Es zeigt sich, dass das zeitliche Integral über den Gate-Strom I_G temperaturabhängig ist. Mit steigender virtueller Sperrschichttemperatur T_{vj} nimmt die Fläche unter dem Gate-Strom I_G zu. Zur Messung des Gate-Stroms I_G wird die Spannung an dem externen Gate-Widerstand $R_{G,e}$ gemessen. Die Herausforderung bei diesem TSEP ist, dass der Gate-Strom I_G mit hoher Bandbreite gemessen und ausgewertet werden muss. Der Gate-Strom I_G wird als TSEP in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet.

Miller-Plateau-Spannung

Die Miller-Plateau-Spannung $U_{GE,MI,i}$ ist der konstante Spannungswert der Gate-Emitter-Spannung $U_{GE,i}$ im Schaltvorgang (vgl. Abb. 3.2). In diesem Zeitbereich (3) bzw. (6) wird die Miller-Kapazität umgeladen und die Kollektor-Emitter-Spannung $U_{CE,i}$ steigt bzw. fällt. Da sich im Ausschaltvorgang kein dI_C/dt über die extern messbare Miller-Plateau-Spannung $U_{GE,MI,e}$ überlagert, kann sie im Ausschaltvorgang ausgewertet werden. In einem realen Einschaltvorgang ist in Phase (3) die Rückstromspitze der komplementären Diode im Kollektorstrom I_C sichtbar. Der durch das dI_C/dt bedingte Spannungsabfall an der emitterseitigen Streuinduktivität verfälscht die extern messbare Miller-Plateau-Spannung $U_{GE,MI,e}$ im Einschaltvorgang. Die emitterseitige Streuinduktivität wird durch die Bonddrahtverbindung vgl. Kap. 2.1 bedingt. Weitere Untersuchungen zu der extern messbaren Miller-Plateau-Spannung $U_{GE,MI,e}$ im Ausschaltvorgang finden sich in Kap. 3.3.

Ausschaltzeit

Die Ausschaltzeit t_{off} wird in dieser Arbeit definiert als Zeitdauer zwischen dem Absinken der Gate-Treiber-Spannung U_{VG} und dem Beginn der Abnahme des Kollektorstroms I_{C} . Das dI_{C}/dt des Kollektorstroms kann erfasst werden als induzierte Spannung $U_{\text{PE-HE}}$ zwischen dem Leistungsemitter-Anschluss (PE) und dem Hilfsemitter-Anschluss (HE). Aus $U_{\text{PE-HE}}$ leitet sich das Stop-Signal ab. Die Ausschaltzeit hängt von der Zwischenkreisspannung U_{Zk} , dem Kollektorstrom I_{C} und der virtuellen Sperrschichttemperatur T_{vj} ab. Weitere Abhängigkeiten werden in Kap. 6.5 diskutiert. Die Sensitivitäten für das verwendete IGBT-Modul werden in Kap. 6.3.1 betrachtet. Im Rahmen dieser Arbeit konnte eine temperaturstabile Messschaltung zur Auswertung der Ausschaltzeit aufgebaut werden.

In Kap. 3.4 werden die physikalischen Einflussgrößen auf die Zeitdauer der Ausschaltzeit beschrieben. Die Temperaturabhängigkeit der Einschaltzeit ist geringer, da dort die temperaturbedingte Abnahme der Einschaltwellspannung zu einer Verkürzung der Einschaltzeit führt, wohingegen die temperaturbedingte Zunahme des internen Gate-Widerstands zu einer Verlängerung der Einschaltzeit führt. Beide Effekte arbeiten bei der Einschaltzeit nicht in dieselbe Richtung. Daher wird im Rahmen dieser Arbeit die Ausschaltzeit als TSEP verwendet.

Ausführliche Vergleiche weiterer TSEPs finden sich in [15], [59], [60] und [61].

Ziel der folgenden Betrachtungen ist es, TSEPs zu finden, die sich mit kostengünstigen Messschaltungen mit geringer Komplexität erfassen lassen. Weiterhin soll die Messschaltung selbst möglichst keinem Temperatureinfluss unterliegen (vgl. Kap. 4).

3.1 Durchlassspannung

Die Durchlassspannung ist im Leitzustand des IGBTs messbar. Für das betrachtete IGBT-Modul FF1000R17 wurden die Abhängigkeiten $U_{CE,on,e}(T_{vj}, I_C)$ nach Abb. 3.3 auf dem IGBT-Versuchsstands gemessen (vgl. Kap. 5). Die extern an einem IGBT-Leistungshalbleiter messbare Durchlassspannung $U_{CE,on,e}$ setzt sich nach Kap. 2.1 zusammen. Dabei unterliegen nach Kap. 2 besonders die Bonddrähte und die Lotschicht Alterungseinflüssen. Werden die Kontaktwiderstände aus Kap. 2.1 vernachlässigt, so ergibt sich für $U_{CE,on,e}$:

$$U_{CE,on,e} = U_{C,Lot} + U_{CE,on,i} + U_{E,Bond} \quad (3.1)$$

$$\text{mit } U_{C,Lot} = R_{Lt,TLs}I_C, \quad U_{E,Bond} = (R_{Bd,TLs} + R_{Bd,DLS})I_C \quad (3.2)$$

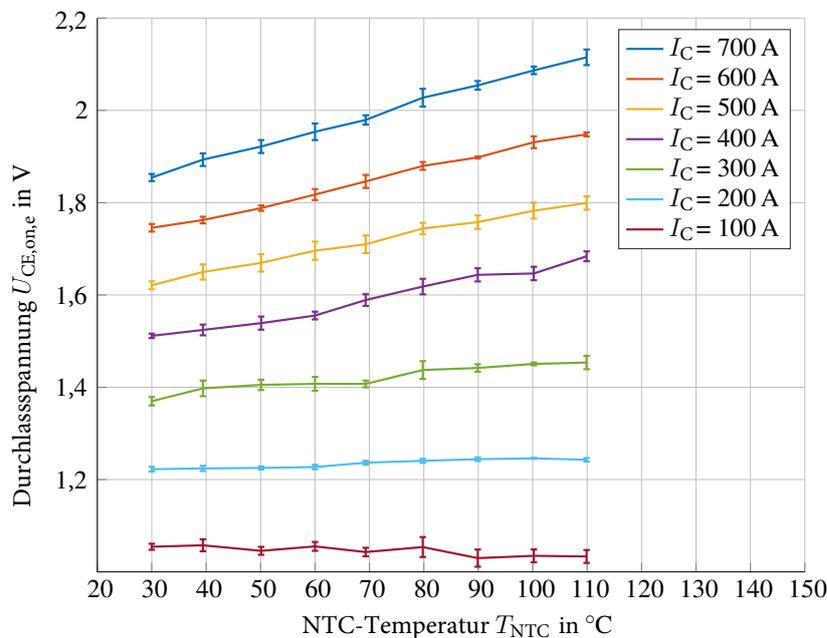


Abbildung 3.3: Abhängigkeiten von $U_{CE,on,e}$ [B3]

Analytische Betrachtung der IGBT-Durchlassspannung

Der strukturelle Aufbau mit den unterschiedlich dotierten Schichten ist in Abb. 3.4a dargestellt. Wird der Strompfad von Kollektor nach Emitter betrachtet, so liegen in dem Pfad die zwei pn-Übergänge J_1 und J_2 . Im Ersatzschaltbild in Abb. 3.4b ist dafür der Bipolartransistor T_{pnp} dargestellt. Gleichzeitig findet sich oben am Gate-Steuerkopf ein n-Kanal MOSFET und ein parasitärer npn-Bipolartransistor.

Der IGBT kann nach Abb. 3.4b ersatzweise als ein pnp-Bipolartransistor T_{pnp} betrachtet werden, dessen Basisstrom über den MOSFET T_{MOS} gesteuert werden kann. Gleichzeitig bildet der pnp-Transistor T_{pnp} zusammen mit dem npn-Transistor T_{npn} einen parasitären Thyristor. Wenn der Spannungsabfall an dem Widerstand R_S zu groß wird, beginnt der npn-Transistor zu leiten. Dieser Zustand wird „Latch-up“ genannt. Der Stromfluss des IGBT ist

dann nicht mehr durch das Gate kontrollierbar (vgl. [62]). Durch technologische Maßnahmen muss verhindert werden, dass der Transistor T_{npn} in den Leitzustand gerät. Unter Vernachlässigung des „Latch-up“-Effekts ergibt sich das vereinfachte Ersatzschaltbild nach Abb. 3.4c.

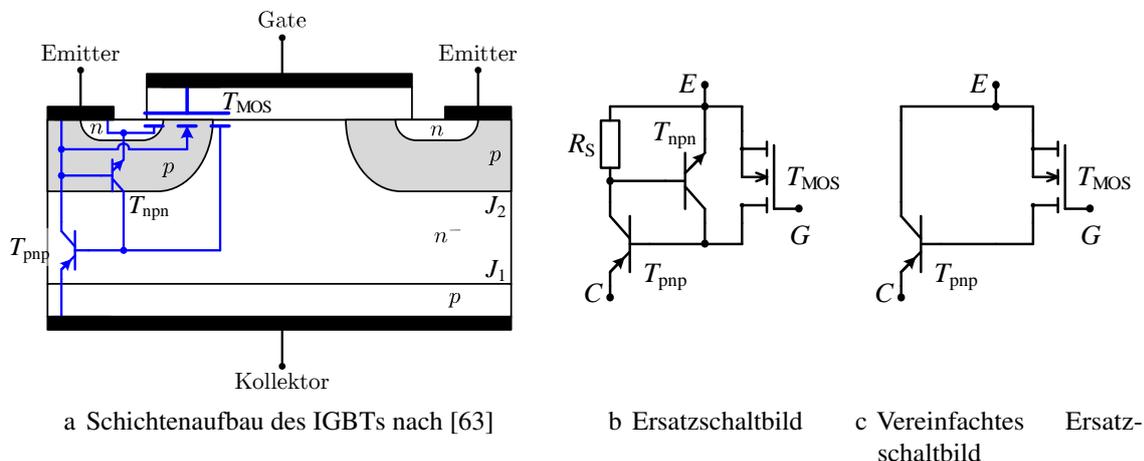
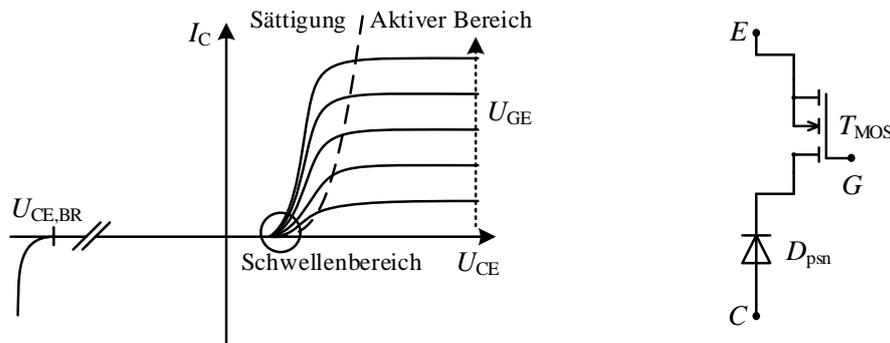


Abbildung 3.4: IGBT, vertikaler Aufbau und Ersatzschaltbilder nach [63], [62], [64]

Nach [62], [64] kann das Durchlassverhalten des IGBTs im Schwellenbereich (vgl. Abb. 3.5a) zunächst vereinfacht mit dem Ersatzschaltbild nach Abb. 3.5b angenähert werden. Bei dem Modell nach Abb. 3.5b wird angenommen, dass der gesamte Kollektorstrom I_C über den Kanal des MOSFET T_{MOS} zum Emittor fließt. Unter diesen Annahmen ergibt sich für die



a Ausgangskennlinienfeld des IGBTs nach [65], b Vereinfachtes Ersatzschaltbild nach [64], [62] [62],

Abbildung 3.5: Herleitung des vereinfachten Modells für die Durchlassspannung

Durchlassspannung

$$U_{CE,on,i,vereinfacht} = U_{Dpsn} + U_{MOS} \tag{3.3}$$

In [1], [64] and [7] wird das beschriebene Modell anschließend um einen Spannungsabfall

U_{drift} im n^- -Gebiet erweitert.

$$U_{\text{CE,on,i}} = U_{\text{Dpsn}} + U_{\text{MOS}} + U_{\text{drift}} \quad (3.4)$$

Unter Berücksichtigung der Kontaktwiderstände ergibt sich:

$$U_{\text{CE,on,e}} = U_{\text{C,Lot}} + U_{\text{Dpsn}} + U_{\text{MOS}} + U_{\text{drift}} + U_{\text{E,Bond}} \quad (3.5)$$

Auf Grund der verschiedenen Spannungsanteile in Gleichung 3.5 ergibt in Abb. 3.6a ein Ausgangskennlinienfeld, das für Ströme $I_C < 200$ A ein NTC-Verhalten aufweist und für $I_C > 200$ A ein PTC-Verhalten. Dabei ist bekannt, dass $U_{\text{C,Lot}}$ und $U_{\text{E,Bond}}$ mit der Temperatur zunehmen.

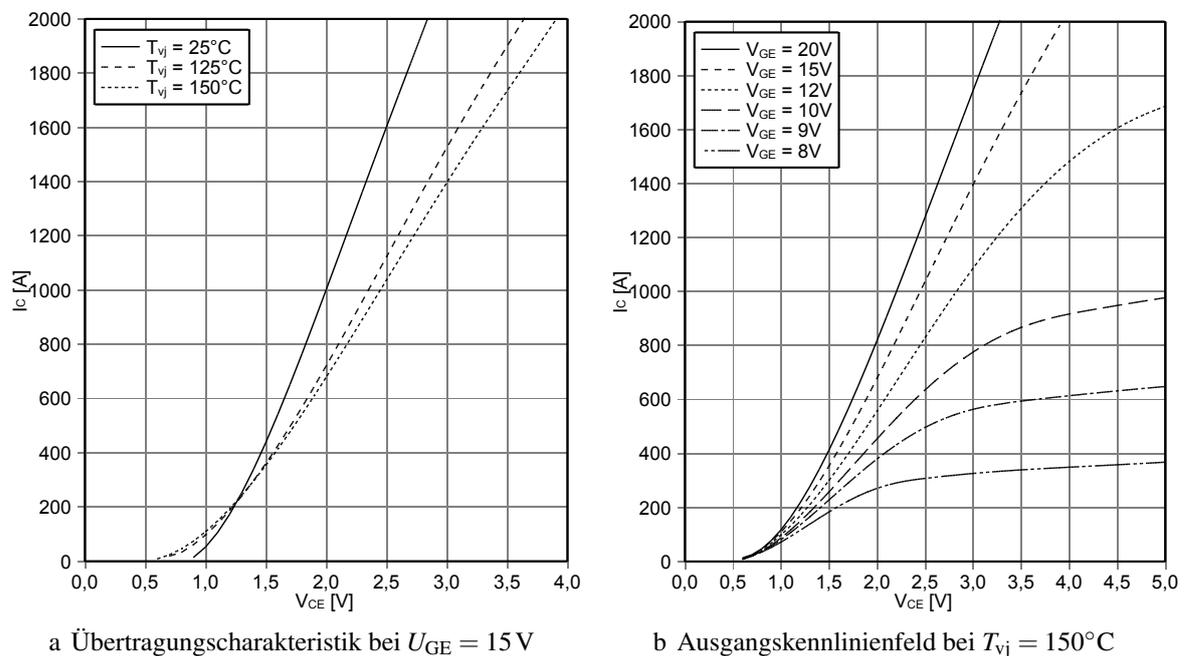


Abbildung 3.6: Datenblattinformationen von FF1000R17IE4 [19]

Da bei $I_C \approx 200$ A keine Temperaturabhängigkeit von $U_{\text{CE,on,e}}$ vorliegt, kann dieser Punkt zur Zustandsüberwachung des IGBT-Moduls verwendet werden. Eine Zunahme der Spannung $U_{\text{CE,on,e}}$ bei $I_C \approx 200$ A ist daher vorwiegend auf eine Bonddrahtdegradation zurückzuführen. Dazu werden in [66], [67] Versuche dargestellt.

In [12] werden Alterungsversuche mit dem IGBT-Modul FF1000R17IE4D durchgeführt (vgl. Abb. 3.7), das auch in dieser Arbeit betrachtet wird. Das IGBT-Modul wird dazu in einer Vollbrückenordnung bei einer Bodenplattentemperatur von $T_{\text{NTC}} = 80^\circ\text{C}$ und einer Schaltfrequenz von 2,5 kHz betrieben. Das IGBT-Modul schaltet einen Sinusstrom mit einer Grundfrequenz von 6 Hz und einem Effektivwert von 640 A. Bei einem Strom von $I_C = 800$ A wird die Durchlassspannung $U_{\text{CE,on,e}}$ gemessen. Nach 4.748.000-Zyklen ist die Durchlassspannung $U_{\text{CE,on,e}}$ um 35 mV gestiegen. Die Fehleranalyse zeigte ein Abheben von insgesamt 11 Bonddrähten und eine Veränderung der kollektorseitigen Aluminium Oberfläche.

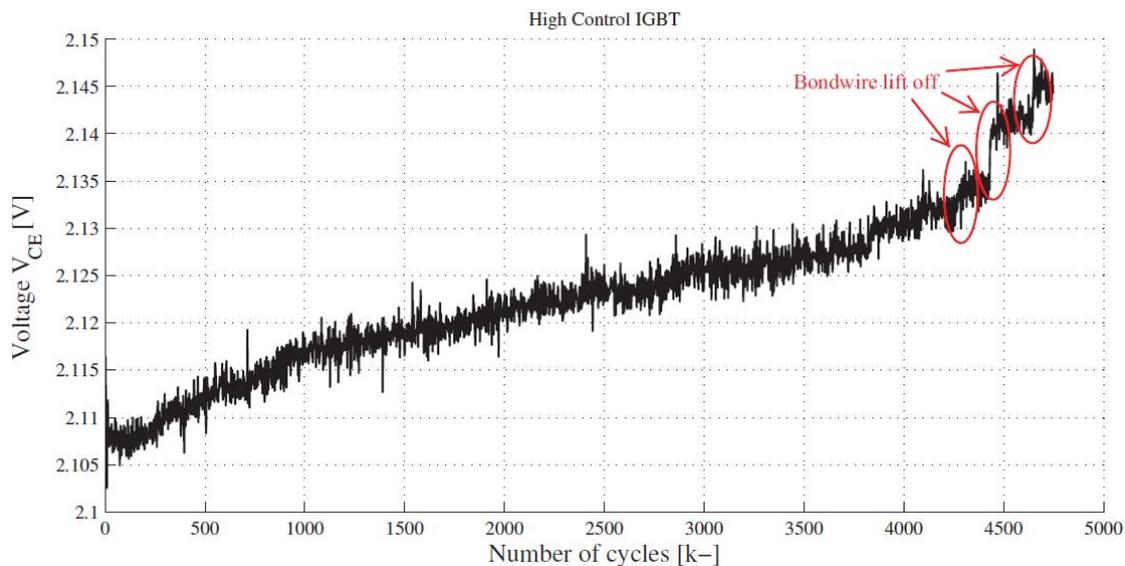


Abbildung 3.7: Anstieg der Durchlassspannung $U_{CE,on,e}$ bei Bonddrahtablösung [12]

Die Vorhersage der virtuellen Sperrschichttemperatur T_{vj} mittels der Durchlassspannung $U_{CE,on,e}$ stößt auf das Problem, dass die Temperaturverteilung in dem IGBT im Kalibriervorgang nicht der Temperaturverteilung im stationären Betrieb entspricht [68]. Während des Kalibriervorgangs wird versucht, durch kurze Einschaltdauer des IGBTs die Eigenerwärmung gering zu halten. Der IGBT und die Bonddrähte sind daher nahezu auf einer homogenen Temperatur. Im stationären Betrieb erwärmen sich die Bonddrähte allerdings und es kommt zu einem temperaturabhängigen Spannungsabfall an den Bonddrähten [69]. Dieser Spannungsabfall verfälscht die Bestimmung der virtuellen Sperrschichttemperatur T_{vj} mittels der Durchlassspannung $U_{CE,on,e}$.

3.2 Einschaltwellspannung

In diesem Kapitel wird die Einschaltwellspannung $U_{GE,th,i}$ betrachtet. Nach Abb. 3.8a und 3.8b ist $U_{GE,th,i}$ der Spannungswert der IGBT-internen Gate-Spannung, ab dem der Kollektorstrom I_C zu fließen beginnt. In Abb. 3.8b ist dazu ein Einschaltvorgang einer induktiven Last unter idealisierten Bedingungen dargestellt.

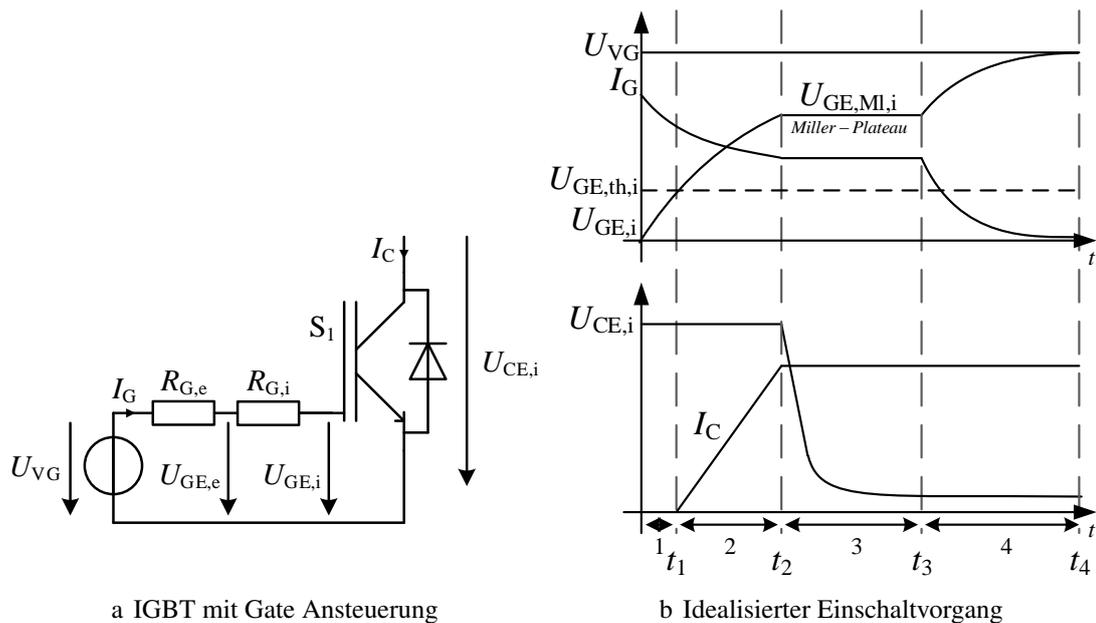


Abbildung 3.8: Einschaltvorgang des IGBTs

Die Temperaturabhängigkeit der Einschaltwellspannung wird in [17], [55], [56] und [57] eingehend betrachtet.

Nach den dortigen Untersuchungen ist für die Einschaltwellspannung $U_{GE,th,i}$ eine nahezu lineare Abnahme mit steigender Temperatur zu erwarten. Außerdem wird in den beschriebenen Veröffentlichungen die Verwendung der Einschaltwellspannung $U_{GE,th,e}$ als TSEP als vorteilhaft angesehen, da sie keine Abhängigkeiten vom Kollektorstrom I_C oder der Kollektorspannung $U_{CE,i}$ aufweist.

Aus diesem Grund wurde im Rahmen der betreuten Masterarbeit [B3] eine Messschaltung aufgebaut, um die Einschaltwellspannung $U_{GE,th,e}$ auszuwerten. Die Messschaltung in Abb. 3.9 ist folgendermaßen aufgebaut: Eingangsseitig schützt der p-Kanal-MOSFET Q_1 (Typ: BSS84) zusammen mit dem Widerstand R_1 die Messschaltung vor der negativen Gate-Spannung im ausgeschalteten Zustand des IGBTs. Der einstufige komplementäre Impedanzwandler (Q_2, Q_3) reduziert eine Belastung des Gate-Treibers. Allerdings addiert sich ausgangseitig die Basis-Emitter-Spannung des npn-Transistors Q_2 , die Umgebungstemperatureinflüssen unterliegt. Das Halteglied C_1, Q_4 wird durch die induzierte Spannung zwischen Leistungsemittter (PE) und Hilfsemittter (HE) bei Stromanstieg von I_C angesteuert. Dazu wird eine vergleichbare Schaltung wie in Kap. 4.2 verwendet. Die Ausgangsspannung des

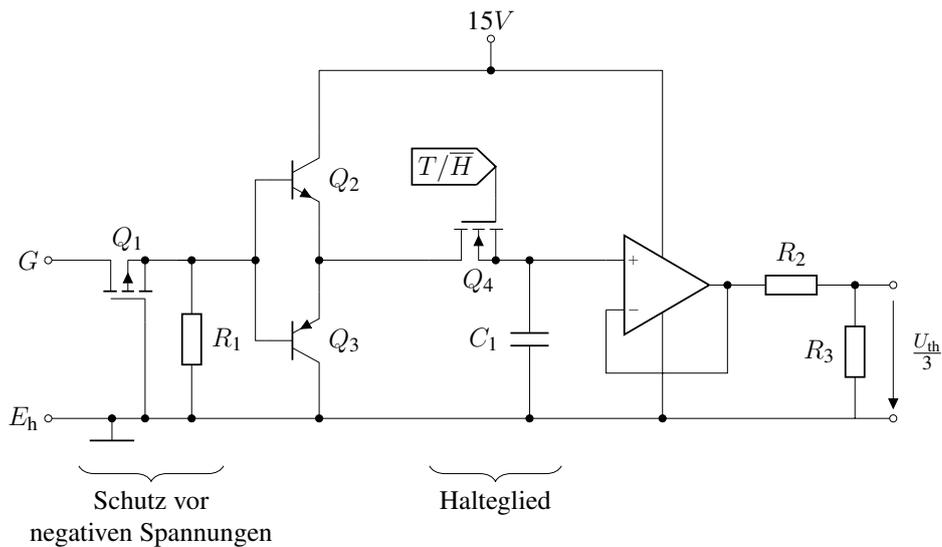


Abbildung 3.9: Messschaltung zur Erfassung der Einschaltsschwellspannung $U_{GE,th,e}$ [B3]

Operationsverstärkers wird durch einen ohmschen Spannungsteiler gedrittelt, um dem Eingangsspannungsbereich eines Analog-Digital-Umsetzers zu entsprechen.

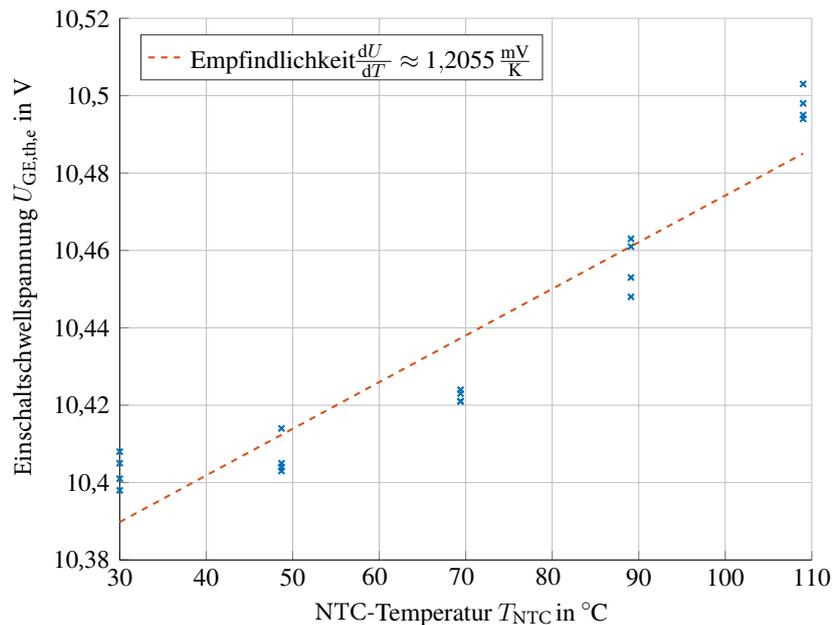


Abbildung 3.10: Messung der Einschaltsschwellspannung $U_{GE,th,e}$ bei $R_{G,e} = 1,2\Omega$ [B3]

Mit dieser Messschaltung wurde bei einem Doppelpulsversuch die Einschaltsschwellspannung $U_{GE,th,e}$ im Einschaltvorgang des zweiten Pulses gemessen. Dazu wurde ein Kollektorstrom $I_C \approx 500\text{ A}$ bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{Zk} \approx 700\text{ V}$ geschaltet. Weiterhin gilt die Vereinfachung, dass beim Doppelpulsversuch die virtuelle Sperrschichttemperatur T_{vj} der NTC-Temperatur T_{NTC} entspricht. Es zeigt sich in Abb. 3.10, dass es entgegen der Erwartung zu einer temperaturabhängigen Zunahme der Einschaltsschwellspannung $U_{GE,th,e}$

mit der Temperatur kommt. Des Weiteren liegen die gemessenen Spannungswerte deutlich oberhalb der im Datenblatt angegebenen Einschaltsschwelspannung von $U_{GE,th,e} = 5,8\text{ V}$ bei $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$.

Daher wird angenommen, dass die extern gemessene Einschaltsschwelspannung $U_{GE,th,e}$ durch einen Spannungsabfall am internen Gate-Widerstand $R_{G,i}$ verfälscht wird. Um die Amplitude des Gate-Strom I_G im Einschaltvorgang zu verringern, wurde ein vergleichbarer Versuch mit erhöhten Gate-Widerständen durchgeführt. Dazu wurde der externe Gate-Widerstand des Gate-Treibers auf $R_{G,e} = 11\ \Omega$ erhöht.

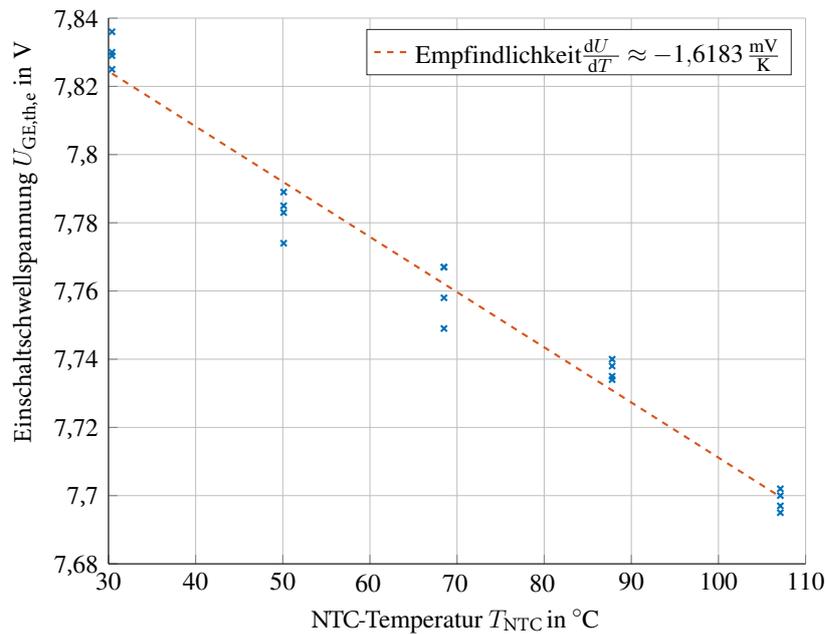


Abbildung 3.11: Messung der Einschaltsschwelspannung $U_{GE,th,e}$ bei $R_{G,e} = 11\ \Omega$ [B3]

Es zeigt sich in Abb. 3.11 eine deutliche Verringerung der gemessenen externen Einschaltsschwelspannung $U_{GE,th,e}$, sowie ein NTC-Verhalten. Da eine Erhöhung des externen Gate-Widerstands $R_{G,e}$ eine Zunahme der Schaltverluste zur Folge hat, stellt dies keine mögliche Option dar.

Die Ergebnisse in Abb. 3.10 und Abb. 3.11 deuten daraufhin, dass die extern messbare Einschaltsschwelspannung $U_{GE,th,e}$ durch einen Spannungsabfall am internen Gate-Widerstand $R_{G,i}$ beeinflusst wird. Für die extern messbare Einschaltsschwelspannung $U_{GE,th,e}$ gilt:

$$U_{GE,th,e} = U_{GE,th,i} + R_{G,i}I_G \quad (3.6)$$

Da nach Kap. 3 $U_{GE,th,i}$ NTC-Verhalten zeigt und $R_{G,i}$ PTC-Verhalten, ist die Sensitivität der Summe in Gleichung 3.6 reduziert. Die Einschaltsschwelspannung $U_{GE,th,e}$ als TSEP wird daher in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet.

3.3 Miller-Plateau-Spannung

Die Miller-Plateau-Spannung $U_{GE,MI,i}$ ist der konstante Spannungswert, den die Gate-Spannung $U_{GE,i}$ annimmt während die Millerkapazität im Schaltvorgang umgeladen wird (vgl. [70], [62]). Nach [55] gilt für die Miller-Plateau-Spannung intern am IGBT:

$$U_{GE,MI,i}(T_{vj}) = U_{GE,th,i}(T_{vj}) + \frac{I_C}{g_{m,sat}(T_{vj})} \quad (3.7)$$

Dabei ist $U_{GE,th,i}(T_{vj})$ die temperaturabhängige Einschaltsschwellschwellspannung und $g_{m,sat}(T_{vj})$ die temperaturabhängige Transkonduktanz (vgl. [70], [62]).

In Abb. 3.12 ist der Gate-Kreis des IGBTs beim Ausschaltvorgang dargestellt. Während des Ausschaltvorgangs fließt der Gate-Strom I_G aus dem Gate und lädt die Millerkapazität um während des Miller-Plateaus. Die extern messbare Miller-Plateau-Spannung $U_{GE,MI,e}$ ist daher um den Spannungsanteil U_{RGi} reduziert.

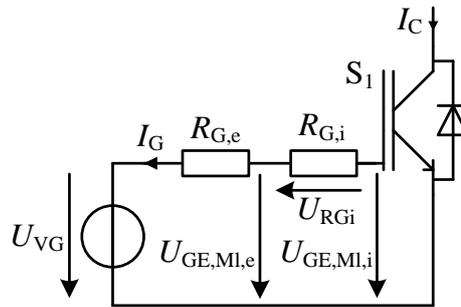


Abbildung 3.12: IGBT mit Gate-Kreis beim Ausschaltvorgang

Es gilt für die extern messbare Miller-Plateau-Spannung $U_{GE,MI,e}$:

$$U_{GE,MI,e} = U_{GE,th,i}(T_{vj}) + \frac{I_C}{g_{m,sat}(T_{vj})} - R_{G,i}I_G \quad (3.8)$$

Wenn durch eine Erhöhung der Temperatur die Einschaltsschwellschwellspannung $U_{GE,th,i}$ abnimmt und der interne Gate-Widerstand $R_{G,i}$ zunimmt, so führen nach Gl. 3.8 beide Effekte zu einer Reduzierung der extern messbaren Miller-Plateau-Spannung $U_{GE,MI,e}$.

Die Miller-Plateau Spannung $U_{GE,MI,e}$ wurde im Ausschaltvorgang von Einzelpuls-Versuchen mit dem Oszilloskop gemessen (vgl. Abb. 3.13). Das bisher betrachtete IGBT-Modul FF1000R17IE wurde dazu mit dem Gate-Treiber 2SP0320T2A0 geschaltet. Bei dem Versuch galt wieder die Vereinfachung, dass die virtuelle Sperrschichttemperatur T_{vj} der NTC-Temperatur T_{NTC} entspricht. Die Abhängigkeiten von $U_{GE,MI,e}$ von der virtuellen Sperrschichttemperatur T_{vj} und dem Kollektorstrom sind Abb. 3.14 dargestellt.

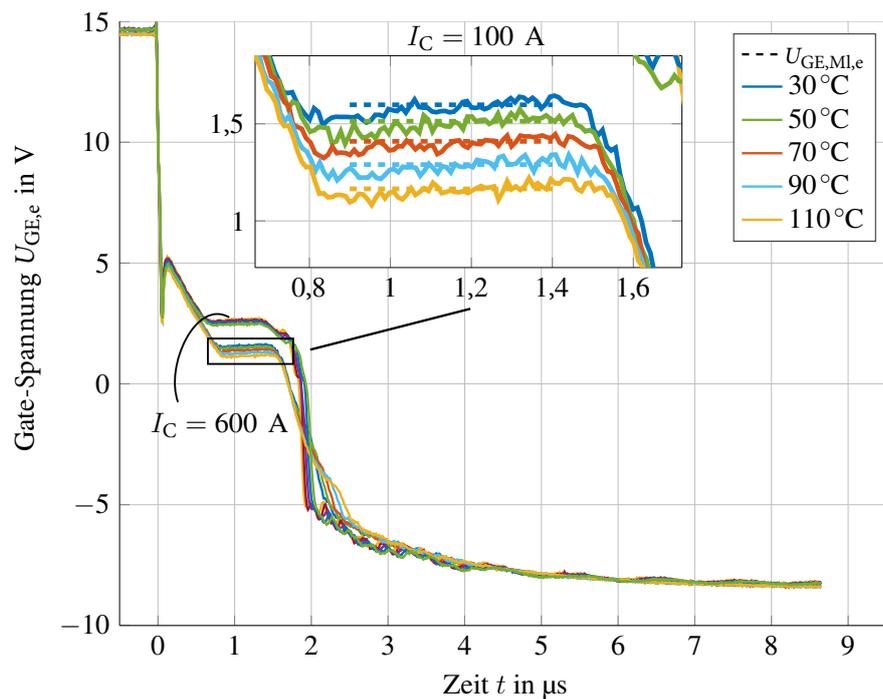


Abbildung 3.13: Miller-Plateau-Spannung $U_{GE,MI,e}$ im Ausschaltvorgang [B3]

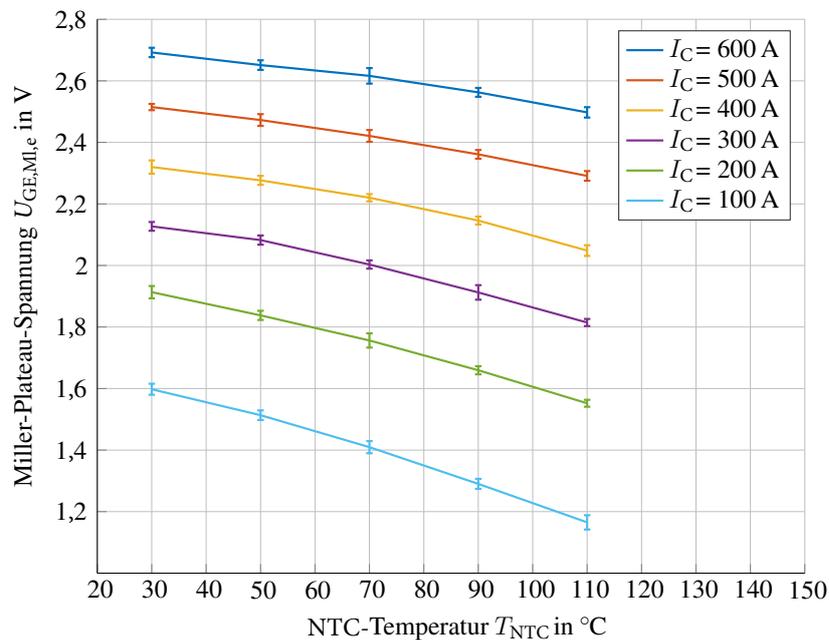


Abbildung 3.14: Temperaturabhängigkeit der Miller-Plateau-Spannung $U_{GE,MI,e}$ [B3]

Zur Messung der Miller-Plateau-Spannung $U_{GE,MI,e}$ konnte im Rahmen dieser Arbeit kein geeignetes Abtast-Halte-Glied gefunden werden, dessen Hold-Step (vgl. [71]) klein genug ist, damit eine ausreichende Messgenauigkeit für die Oszilloskop-Messdaten nach Abb. 3.14 erreicht werden kann. Um den Hold-Step zu verringern, müsste die Kapazität des Abtast-

Halte-Gliedes vergrößert werden. Diese Kapazität müsste allerdings in jedem Schaltvorgang umgeladen werden. Dadurch würden sich die Verluste im Schaltvorgang erhöhen. Die Miller-Plateau-Spannung wird daher als TSEP in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet.

3.4 Ausschaltzeit

In diesem Kapitel werden die Abhängigkeiten der Ausschaltzeit t_{off} von der virtuellen Sperrschichttemperatur T_{vj} und weiteren elektrischen Größen beschrieben. Dazu ist zunächst in Abb.

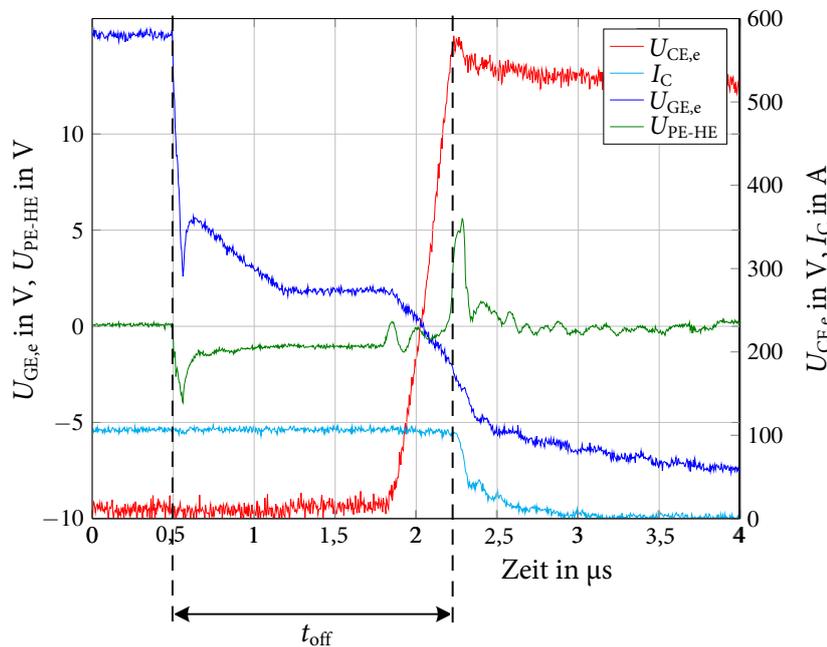


Abbildung 3.15: Ausschaltvorgang bei $I_C = 100 \text{ A}$ und $U_{\text{Zk}} = 500 \text{ V}$ nach [B1]

3.15 ein Ausschaltvorgang des IGBT-Moduls FF1000R17IE4 bei $I_C = 100 \text{ A}$ und $U_{\text{Zk}} = 500 \text{ V}$ dargestellt. Der Ausschaltvorgang wird eingeleitet, indem der Gate-Treiber seine Spannung von vorher $U_{\text{VG,on}} = 15 \text{ V}$ auf sein negatives Potential $U_{\text{VG,off}} = -10 \text{ V}$ absenkt. Aus der resultierenden negativen Spannungsflanke $-dU_{\text{VG}}/dt$ leitet sich in Kap. 4.3 das Start-Signal für die Ausschaltzeit-Messung ab. In Abb. 3.15 ist dies dargestellt durch die gestrichelte Linie bei $t = 0,5 \mu\text{s}$. Eine zeitliche Verschiebung von U_{VG} und $U_{\text{GE,e}}$ ist in dem gewählten Zeitmaßstab in Abb. 3.15 nicht darstellbar.

Sobald der Strom I_C zu sinken beginnt, wird durch das $-dI_C/dt$ eine Spannung $U_{\text{PE-HE}}$ zwischen Hilfsemitter-Anschluss (HE) und Leistungsemitter-Anschluss (PE) induziert. Die Verbindung zwischen Hilfsemitter und Leistungsemitter ist mit Bonddrähten realisiert, die eine parasitäre Leitungsinduktivität bilden (vgl. Abb. 3.16). Die Amplitude des induzierten Spannungspuls $U_{\text{PE-HE}}$ in Abb. 3.15 ist abhängig von der virtuellen Sperrschichttemperatur T_{vj} und dem geschalteten Kollektorstrom I_C . Untersuchungen in [72] haben ergeben, dass die Amplitude von $U_{\text{PE-HE}}$ zunimmt mit steigendem Kollektorstrom I_C und temperaturbedingt

abnimmt. Um das Stoppsignal für die Messschaltung in Kap. 4.3 zu erzeugen, gibt es zwei

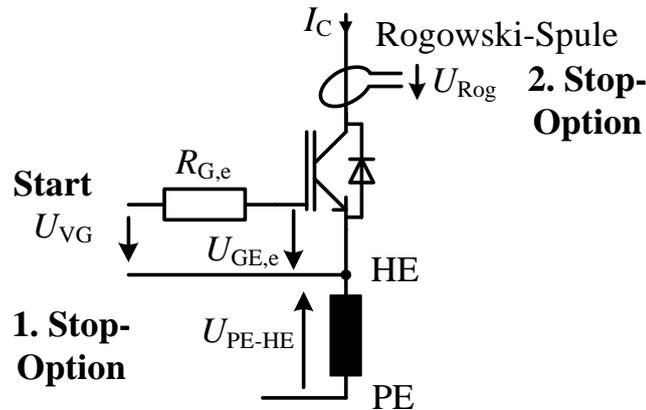


Abbildung 3.16: Möglichkeiten der Stop-Signal Erzeugung

Möglichkeiten.

Die erste Möglichkeit besteht darin, die Spannung U_{PE-HE} direkt an die Stop-Schaltung nach Abb. 4.22 anzuschließen und als Stop-Signal zu verwenden. Die zweite Möglichkeit ist, mit einer Rogowski-Spule ein Spannungssignal U_{Rog} in Abhängigkeit des $-dI_C/dt$ zu erzeugen (vgl. Abb. A.4). Für den Highside-Schalter ist auf Grund des IGBT-Modulaufbaus die Leitungsinduktivität zwischen Hilfsemittler und Leistungsemittler geringer. Somit wird bei dem Highside-Schalter zwischen (HE) und (PE) eine geringere Spannung induziert. Daher muss in diesem Fall entweder die 2. Stop-Option verwendet werden oder die Schaltung nach Abb. 4.22 für eine geringere Spannung U_{PE-HE} angepasst werden.

Analytische Betrachtung des Ausschaltvorgangs

Es folgt eine analytische Betrachtung des Ausschaltvorgangs basierend auf den Untersuchungen in [73], um die Abhängigkeit der Ausschaltzeit von verschiedenen elektrischen Größen zu identifizieren. Weitere Betrachtungen zu den Abhängigkeiten der Schaltzeiten am IGBT finden sich in [15], [74] und werden hier wiedergegeben. Die folgende vereinfachte Darstellung dient dazu die Einflussgrößen auf die Ausschaltzeit darzustellen.

Phase (1): $0 \leq t \leq t_1$

Der Ausschaltvorgang beginnt zum Zeitpunkt $t = 0$, indem der Gate-Treiber von $U_{VG} = U_{VG,on}$ auf die negative Spannung $U_{VG} = U_{VG,off}$ schaltet (vgl. Abb. 3.17). Daraufhin fließt ein Gate-Strom I_G über den internen und externen Gate-Widerstand $R_{G,i} + R_{G,e}$, der die Gate-Kapazität C_{GE} und die Miller-Kapazität C_{GC} entlädt. Für diesen Zustand lässt sich die folgende inhomogene Differentialgleichung (DGL) 1. Ordnung aufstellen:

$$\frac{d}{dt}U_{GE,i}(t) + \frac{1}{(R_{G,i} + R_{G,e})(C_{GE} + C_{GC})}U_{GE,i}(t) = \frac{1}{(R_{G,i} + R_{G,e})(C_{GE} + C_{GC})}U_{VG,off} \quad (3.9)$$

Die allgemeine Lösung dieser DGL unter der Randbedingung $U_{GE,i}(t=0) = U_{VG,on}$ lautet:

$$U_{GE,i}(t) = U_{VG,off} + (U_{VG,on} - U_{VG,off}) e^{-\frac{t}{(R_{G,i} + R_{G,e})(C_{GE} + C_{GC})}} \quad (3.10)$$

$$\Rightarrow t_1 = (R_{G,i} + R_{G,e})(C_{GE} + C_{GC}) \ln \left(\frac{U_{VG,on} - U_{VG,off}}{U_{GE,MI,i} - U_{VG,off}} \right) \quad (3.11)$$

Zum Zeitpunkt $t = t_1$ erreicht die Gate-Spannung die Miller-Plateau-Spannung $U_{GE,MI,i}$.

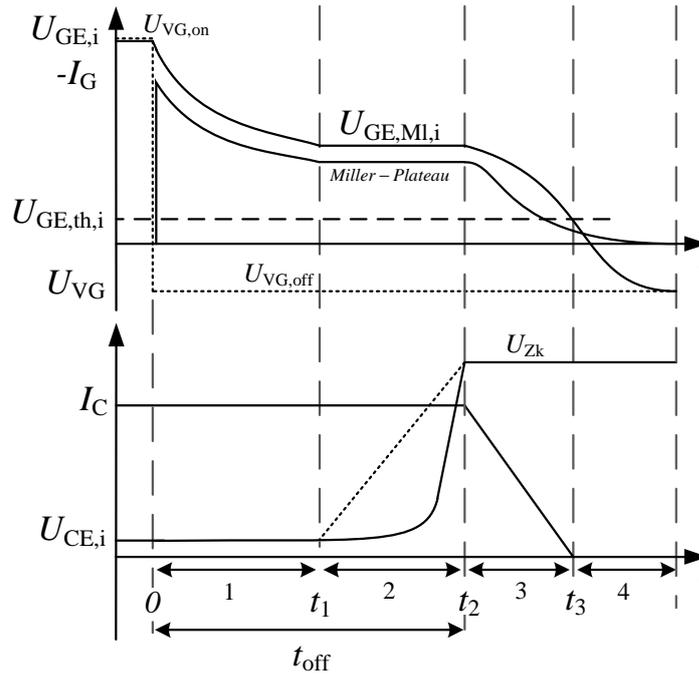


Abbildung 3.17: Idealisierter Ausschaltvorgang zur analytischen Bestimmung der Ausschaltzeit t_{off}

Phase (2): $t_1 \leq t \leq t_2$

In dieser Phase bleibt die Gate-Spannung konstant: $U_{GE,i} = U_{GE,MI,i}$. Es kommt vereinfacht angenommen zu einem linearen Anstieg der Kollektor-Emitter-Spannung $U_{CE,i}$ (gestrichelte Linie in Abb. 3.17). Es wird vereinfacht angenommen, dass der Gate-Strom I_G nur durch eine Umladung einer konstanten Miller-Kapazität C_{GC} zu Stande kommt [73]. Es gelten daher in diesem Fall die Gleichungen:

$$\frac{dU_{CE,i}(t)}{dt} = \frac{I_G}{C_{GC}} = \frac{U_{GE,MI,i} - U_{VG,off}}{(R_{G,i} + R_{G,e}) C_{GC}} \quad (3.12)$$

$$U_{CE,i}(t_2) = U_{CE,on,i} + \frac{U_{GE,MI,i} - U_{VG,off}}{(R_{G,i} + R_{G,e}) C_{GC}} (t_2 - t_1) \stackrel{!}{=} U_{Zk} \quad (3.13)$$

$$\Rightarrow (t_2 - t_1) = \frac{U_{Zk} - U_{CE,on,i}}{U_{GE,MI,i} - U_{VG,off}} (R_{G,i} + R_{G,e}) C_{GC} \quad (3.14)$$

Die Gesamtzeit t_{off} setzt sich zusammen aus diesen beiden Zeitanteilen. Es gilt:

$$t_{\text{off}} = R_{G,\text{ges}} (C_{GE} + C_{GC}) \ln \left(\frac{U_{VG,\text{on}} - U_{VG,\text{off}}}{U_{GE,\text{ML},i} - U_{VG,\text{off}}} \right) + \frac{U_{Zk} - U_{CE,\text{on},i}}{U_{GE,\text{ML},i} - U_{VG,\text{off}}} R_{G,\text{ges}} C_{GC} \quad (3.15)$$

Dabei ist $R_{G,\text{ges}} = R_{G,i} + R_{G,e}$.

Umgebungstemperaturschwankungen, die eine Änderung des externen Gate-Widerstands $R_{G,e}$ zur Folge haben, beeinflussen daher auch die Ausschaltzeit t_{off} .

Betrachtung der Temperaturabhängigkeit

Es erfolgt eine Betrachtung des Einflusses der virtuellen Sperrschichttemperatur T_{vj} auf die Ausschaltzeit t_{off} bei gleichem Kollektorstrom I_C , gleicher Zwischenkreisspannung U_{Zk} und konstanter Gate-Treiber-Spannung $U_{VG,\text{on}}$ und $U_{VG,\text{off}}$.

Nach [51], [52] nimmt der Gate-Widerstand $R_{G,i}$ mit T_{vj} zu. Die Miller-Plateau-Spannung $U_{GE,\text{ML},i}$ nimmt nach Kap. 3.3 mit T_{vj} ab. Im Bereich des PTC-Verhaltens nimmt $U_{CE,\text{on},i}$ mit T_{vj} zu.

Es ergeben sich in der Übersicht die folgenden Auswirkungen:

$$\begin{aligned} T_{vj} \uparrow &\Rightarrow R_{G,i} \uparrow \Rightarrow t_{\text{off}} \uparrow \\ T_{vj} \uparrow &\Rightarrow U_{GE,\text{ML},i} \downarrow \Rightarrow t_{\text{off}} \uparrow \\ T_{vj} \uparrow &\Rightarrow C_{GC} \uparrow \Rightarrow t_{\text{off}} \uparrow \end{aligned}$$

Da die internen Gate-Widerstände $R_{G,i}$ nach Abb. 2.2 neben dem IGBT-Chip platziert sind, muss zur genaueren Betrachtung (je nach Belastungszustand des IGBT-Moduls) die tatsächliche Temperatur der internen Gate-Widerstände betrachtet werden. Die Miller-Kapazität C_{GC} nimmt nach [73] mit T_{vj} zu.

Betrachtung von Alterungseinflüssen

Auf Grund von Bonddrahtablösung und einer Veränderung der emitterseitigen Aluminiumoberfläche kommt es in [12] zu einem Anstieg der Durchlassspannung $\Delta U_{CE,on,e} \approx 35 \text{ mV}$ bei $I_C = 800 \text{ A}$. Da für den Gate-Strompfad die Bonddrähte in Reihe zum Gate-Widerstand $R_{g,ges}$ sind, entspricht dies einer Widerstandserhöhung von $\approx 43,75 \mu\Omega$. Da der gesamte Gate-Widerstand im Bereich von 5Ω liegt, ist die Widerstandserhöhung zu vernachlässigen. Untersuchungen dazu folgen in Kap. 7.

Bei den Untersuchungen [75], [76] kam es bei Alterungsversuchen zu einer Anhebung der Einschaltspannung $U_{GE,th,e}$ und der Transkonduktanz $g_{m,sat}$. Dies hat nach Gl. 3.7 Auswirkungen auf die Miller-Plateau-Spannung $U_{GE,MI,i}$. Falls Veränderungen von $U_{GE,th,i}$ und $g_{m,sat}$ insgesamt zu einem Anstieg von $U_{GE,MI,i}$ führen, so kommt es nach Gl. 3.15 zu einer Abnahme der Ausschaltzeit t_{off} .

Experimentelle Messung der Ausschaltzeit

Mit einem geschlossenen IGBT-Modul FF1000R17IE4 wurden Einzelpulse nach Kap. 6.3 durchgeführt. Die Ausschaltzeit t_{off} wurde in Abb. 3.18 mit der analogen Messschaltung aus Kap. 4.2 gemessen. Eine detaillierte Betrachtung der Abhängigkeiten erfolgt in Kap. 6.3.1.

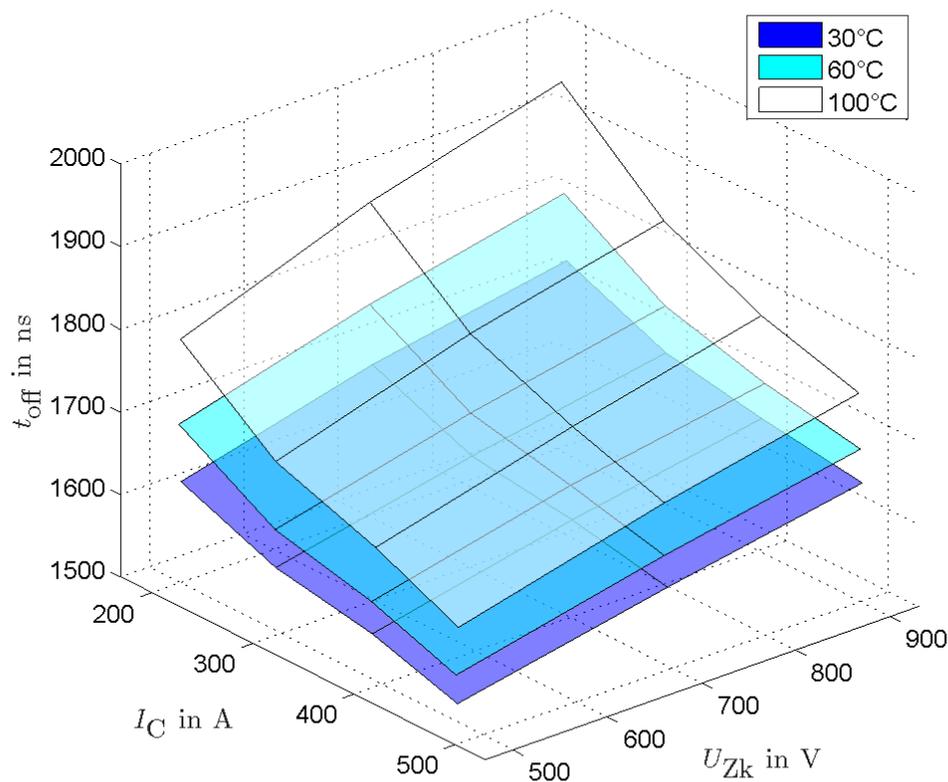


Abbildung 3.18: Abhängigkeiten der Ausschaltzeit t_{off}

3.5 Zusammenfassung des Kapitels

In diesem Kapitel wurden verschiedene temperatursensitive Parameter diskutiert. Neben der Durchlassspannung wurde bisher in der Literatur die Einschaltswellspannung $U_{GE,th,e}$ als Temperaturindikator diskutiert. Dieses ist der Spannungswert der Gate-Emitter-Spannung $U_{GE,e}$, ab dem der IGBT zu leiten beginnt. Es konnte mit Messungen in diesem Kapitel gezeigt werden, dass sich die Einschaltswellspannung $U_{GE,th,e}$ für das betrachtete IGBT-Modul nicht als Temperaturindikator eignet. Die extern am IGBT-Modul messbare Einschaltswellspannung $U_{GE,th,e}$ enthält einen Spannungsabfall am internen Gate-Widerstand $R_{G,i}$. Die temperaturbedingte Abnahme der internen Einschaltswellspannung $U_{GE,th,i}$ am IGBT-Leistungshalbleiter wird durch einen Spannungsabfall am internen Gate-Widerstand überlagert, der mit der Temperatur zunimmt.

Weiterhin wurde die Miller-Plateau-Spannung $U_{GE,MI,e}$ als temperatursensitiver Parameter betrachtet. Es konnte allerdings für diese Größe keine geeignete Messschaltung gefunden werden. Um die benötigte Messgenauigkeit für die Miller-Plateau-Spannung zu erreichen, wird ein Abtast-Halteglied mit einer großen Eingangskapazität benötigt. Das Umladen einer großen Kapazität während der Schaltvorgänge steht aber im Widerspruch dazu möglichst die Schalt- und Gate-Treiberverluste bei den Schaltvorgängen zu minimieren.

Im Rahmen dieser Arbeit werden die Durchlassspannung und die Ausschaltzeit als temperatursensitive Parameter weiterverwendet.

4 Messschaltungen

In diesem Kapitel werden die Messschaltungen zur Erfassung der Durchlassspannung $U_{CE,on,e}$ und der Ausschaltzeit t_{off} beschrieben. Es wird anschließend eine gemeinsame Messplatine nach Abb. 4.1 aufgebaut.

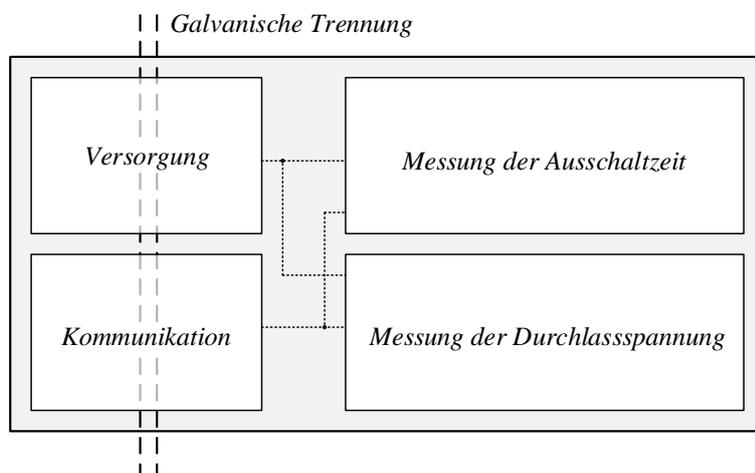


Abbildung 4.1: Gesamtüberblick über die TSEP-Messplatine

Die Versorgung und die Kommunikation der Messdaten erfolgt über eine galvanische Trennung. Die Messschaltung zu der Ausschaltzeit t_{off} und der Durchlassspannung $U_{CE,on,e}$ beziehen sich auf das Hilfsemitter-Potential (HE) des IGBTs. Die Messplatine wird so konzipiert, dass sie im Laborversuch nach Kap. 5 zusätzlich zu dem verwendeten IGBT-Gate-Treiber 2SP0320V2Ax-FF1000R17IE4 der Firma Power Integrations betrieben werden kann. Die Messplatine wird im Rahmen dieser Arbeit auf der Lowside des IGBT-Moduls getestet. Am Ende dieses Kapitels werden Modifikationen diskutiert, um die Messschaltung auch auf der Highside des IGBT-Moduls betreiben zu können.

Das Konzept der Messschaltung für die Durchlassspannung orientiert sich an einem Topologievorschlag aus [46]. Die Messschaltung für die Ausschaltzeit ist ein neuartiger Ansatz. Es findet sich zwar in [77] eine Messplatine, die ebenfalls einen digitalen Zähler verwendet, allerdings wird in [77] das Stop-Signal aus dem Anstieg der Kollektor-Emitter Spannung $U_{CE,e}$ abgeleitet. In [78] finden sich vergleichbare Start- und Stop-Signale wie in [77]. In [78] wird die Ausschaltzeit t_{off} jedoch mit einem Mikrocontroller und einer Auflösung von nur 6,67 ns gemessen.

4.1 Durchlassspannung

Während eines Schaltvorgangs des IGBTs, treten an der Kollektor-Emitter-Spannung $U_{CE,e}$ hohe Spannungssprünge auf. Die Herausforderung in der Messung der Durchlassspannung $U_{CE,on,e}$ besteht darin, eine hohe Genauigkeit der Messschaltung zu realisieren und gleichzeitig hohe Spannungssprünge verarbeiten zu können. Während des Betriebs des IGBTs im Wechselrichter können die folgenden Zustände nach Abb. 4.2 auftreten. In der Leitphase (1)

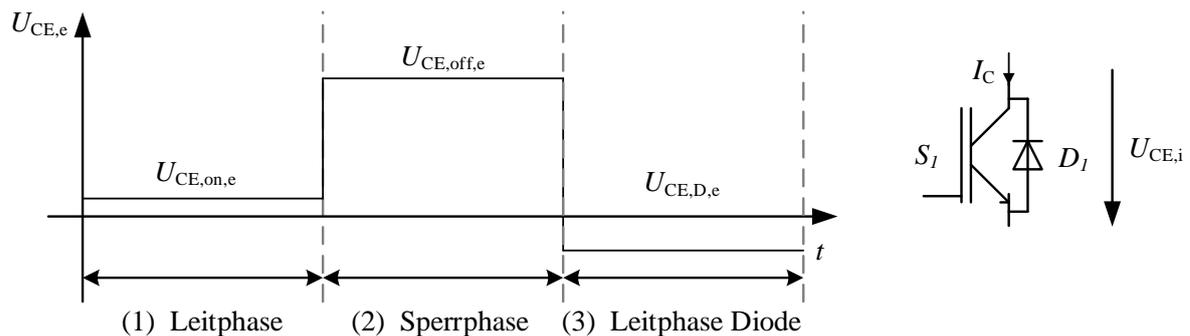


Abbildung 4.2: Mögliche Zustände der Kollektor-Emitter-Spannung $U_{CE,e}$ im Wechselrichterbetrieb

fließt der Strom I_C positiv durch den IGBT S_1 . Es fällt die Durchlassspannung $U_{CE,on,e}$ am IGBT ab.

Während der Sperrphase (2) ist der Strom $I_C = 0$. Als maximale Spannung liegt am IGBT die Zwischenkreisspannung U_{Zk} an, zusätzlich addiert sich kurzzeitig beim Abschaltvorgang eine induktiv induzierte Spannungsspitze $U_{L,off}$.

$$U_{CE,off,e} = U_{Zk} + U_{L,off} \quad (4.1)$$

Wenn der Strom I_C negativ ist, fließt er über die antiparallele Diode D_1 (Leitphase Diode (3)). In diesem Zustand fällt eine negative Spannung von Kollektor zu Emitter am IGBT ab. Für die Spannung $U_{CE,D,e}$ gilt;

$$U_{CE,D,e} = -U_{F,D,e} \quad (4.2)$$

Dabei ist $U_{F,D,e}$ die Vorwärtsspannung der Diode D_1 . Die folgende Messschaltung muss für alle drei Zustände ausgelegt sein.

Gesamte Schaltung:

Eine Übersicht über die Messschaltung ist in Abb. 4.3 gegeben. Die Bauteile der Schutzschaltung dienen dazu, in Phase (2) und (3) die Eingangsspannung am Operationsverstärker zu begrenzen. Während der Leitphase liefert die Stromquelle einen konstanten Strom I_{Konst} und steuert die Dioden D_1 und D_2 durch. Der Spannungsabfall der Diode D_1 wird in der Verstärkerschaltung durch den Spannungsabfall an der Diode D_2 kompensiert. Da die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers U_{out} auf 15 V ansteigen kann, ist ausgangsseitig

eine Schaltung zur Spannungsbegrenzung notwendig. Die Spannung U_{ADC} wird mit einem 3,3 V-ADC abgetastet.

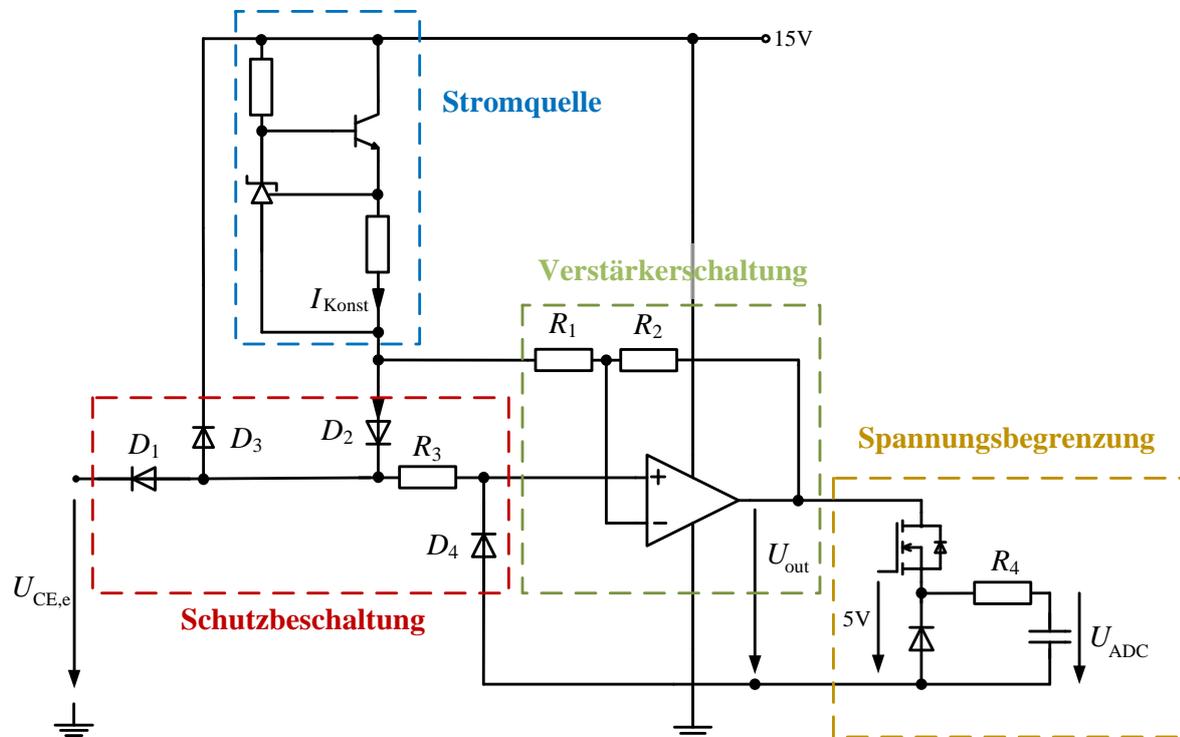


Abbildung 4.3: Messschaltung für die Durchlassspannung

Zunächst erfolgt eine idealisierte Betrachtung der einzelnen Schaltungskomponenten in den jeweiligen Betriebsphasen (vgl. Abb. 4.2). Anschließend erfolgt eine genauere Betrachtung weiterer Effekte und eine Dimensionierung einzelner Bauteile der Schaltung.

(1) Leitphase:

In dieser Phase ist der IGBT eingeschaltet. Die Stromquelle liefert den konstanten Strom I_{Konst} . Es sei angenommen, dass dieser Strom I_{Konst} durch die Dioden D_1 und D_2 fließt und anschließend in den eingeschalteten IGBT (vgl. Abb. 4.4). Das Ziel ist es, dass an beiden Dioden D_1 und D_2 dieselbe Vorwärtsspannung abfällt. Für die Spannung $U_{\text{CE},1}$ gilt:

$$U_{\text{CE},1} = U_{\text{CE,on,e}} + U_{\text{D1}} \quad (4.3)$$

Der Einfluss des Spannungsabfalls U_{D1} auf $U_{\text{CE},1}$ soll durch die Operationsverstärkerschaltung kompensiert werden.

Der Widerstand R_3 wird für die Funktion der Messschaltung in Phase (3) benötigt. In dieser Phase dient er nur zusammen mit der Sperrschichtkapazität der Diode D_4 und der Eingangskapazität des Operationsverstärkers als Tiefpass.

Wird der Leckstrom der Diode D_4 und der Eingangsstrom des Operationsverstärkers vernach-

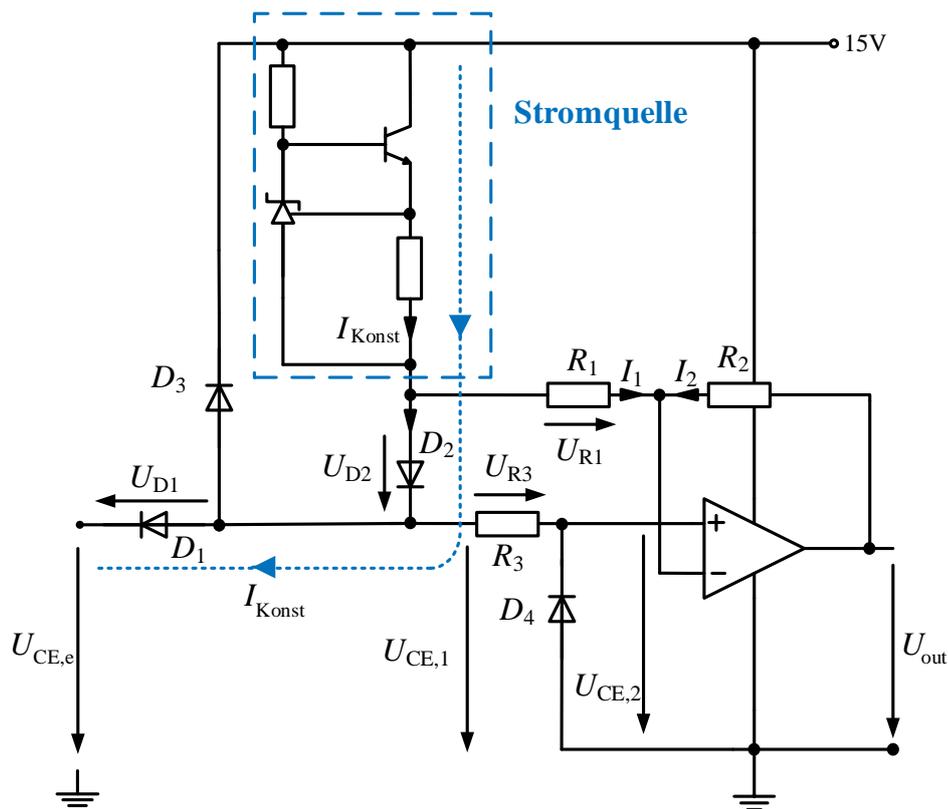


Abbildung 4.4: Betrachtung der Messschaltung in der Leitphase (1)

lässigt, so gilt für Frequenzen unterhalb der Eckfrequenz des Tiefpasses:

$$U_{CE,2} \approx U_{CE,1} \quad \text{mit } U_{R3} \approx 0 \quad (4.4)$$

Unter der Annahme eines idealen Operationsverstärkers kann die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers U_{out} berechnet werden. In dieser Betrachtung gilt: $U_{R3} = 0$, daher ist $U_{R1} = U_{D2}$. Es folgt nach [B3]:

$$0 \stackrel{!}{=} I_1 + I_2 \quad (4.5)$$

$$0 = \frac{U_{D2}}{R_1} + \frac{U_{out} - U_{CE,on,e} - U_{D1}}{R_2} \quad (4.6)$$

$$U_{out} = U_{CE,on,e} + U_{D1} - U_{D2} \frac{R_2}{R_1} \quad \text{mit } R_1 = R_2 \quad (4.7)$$

$$U_{out} = U_{CE,on,e} + \Delta U_D \quad \text{mit } \Delta U_D = U_{D1} - U_{D2} \quad (4.8)$$

Werden in Gleichung 4.7 identische Widerstandswerte gewählt: $R_1 = R_2$, so gibt es lediglich einen Einfluss der Vorwärtsspannungen der Dioden ΔU_D auf die Ausgangsspannung U_{out} .

Dieser Einfluss verschwindet zu $\Delta U_D = 0$, wenn der Spannungsabfall über den Dioden gleich wird ($U_{D1} = U_{D2}$). Um dies zu erreichen, müssen Dioden gleichen Typs verwendet werden. Da die Vorwärtsspannung temperaturabhängig und stromabhängig ist (vgl. [79]), müssen beide Dioden mit demselben Strom durchflossen werden und eine gute thermische Kopplung aufweisen. Im Idealfall sollten beide Dioden daher in einem Gehäuse verbaut sein. Allerdings muss dabei auch berücksichtigt werden, dass die Diode D_1 auf eine Sperrspannung von 1700 V ausgelegt sein muss, passend zum IGBT.

(2) Sperrphase:

Sobald die Spannung $U_{CE,e}$ über 15 V ansteigt, sperrt die Diode D_1 . Die Stromquelle liefert keinen Strom mehr, da der Spannungsabfall an ihr zu Null geworden ist. Am Eingang des Operationsverstärkers liegt die Versorgungsspannung von 15 V an. Um mögliche kurzzeitige Spannungsspitzen in $U_{CE,1}$ zu verhindern, dient die TVS-Diode D_3 („Transient Voltage Suppressor“) als Schutz.

(3) Leitphase Diode

In dieser Phase fließt der Strom I_C über die antiparallele Diode des IGBTs (vgl. 4.2). Um den Operationsverstärker vor negativen Spannungen zu schützen, wird die Diode D_4 benötigt. Die maximal auftretende negative Spannung am Operationsverstärker wird auf die Vorwärtsspannung der Diode D_4 begrenzt.

Das Problem besteht jetzt darin, falls die Vorwärtsspannung von D_1 und D_4 geringer wären, als die Vorwärtsspannung der antiparallelen Diode des IGBTs, so würde ein Teil des Kollektorstroms I_C in die Messschaltung kommutieren. Um dies zu verhindern, wird der Widerstand R_3 benötigt.

Genauere Betrachtung und Dimensionierung:

Das IGBT-Modul FF1000R17IE4 ist für eine maximale Sperrspannung von 1700 V ausgelegt [19]. An dem IGBT-Versuchsstand des IAL (vgl. Kap. 5) kann das IGBT-Modul bis zu einer Zwischenkreisspannung von 1100 V betrieben werden. Zusätzlich addiert sich beim Ausschaltvorgang kurzzeitig eine induzierte Spannung $U_{L,off}$. Die Diode D_1 wird daher für eine Sperrspannung von 1600 V dimensioniert (Typ: BY269, [80]). Wie bereits beschrieben, wird für D_2 dieselbe Diode verwendet. Als TVS-Diode wird für D_3 und D_4 der Typ SMAJ16 mit einer maximalen Sperrspannung von 19,7 V verwendet (vgl. [81]).

Im Folgenden wird in Abb. 4.5 betrachtet, welche weiteren Stromflüsse in der Messschaltung einen Einfluss auf die Messgenauigkeit haben. Die Stromquelle ist so dimensioniert, dass gilt: $I_{Konst} = 11,36 \text{ mA}$. Die Dimensionierung der Stromquelle ist im nachfolgenden Abschnitt detailliert beschrieben.

Durch die TVS-Diode D_3 fließt ein maximaler Sperrstrom von $I_{D3} = 1 \mu\text{A}$ bei einer Spannung von 16 V (vgl. [81]). Nach Gleichung 4.8 kann der Einfluss von ΔU_D vernachlässigt werden, wenn beide Vorwärtsspannungen gleich groß sind. Da U_{D1} und U_{D2} von I_{D1} und I_{D2} abhängen, werden diese Ströme zunächst betrachtet (vgl. Abb. 4.5):

$$I_{D1} = I_{D2} + I_{D3} - I_{R3} \quad (4.9)$$

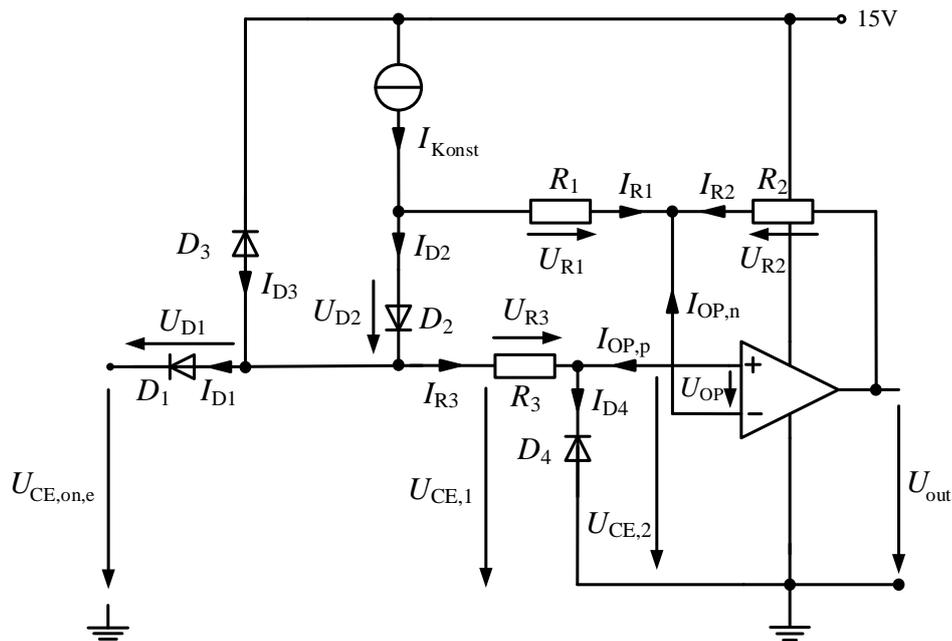


Abbildung 4.5: Genauere Betrachtung der Messschaltung in der Leitphase (1)

Der Unterschied ΔI_D beträgt:

$$\Delta I_D = I_{D1} - I_{D2} = I_{D3} - I_{R3} \quad \text{mit } I_{R3} = I_{D4} - I_{OP,p} \quad (4.10)$$

Es folgt daher:

$$\Delta I_D = I_{D3} - I_{D4} + I_{OP,p} \quad (4.11)$$

Da die Dioden D_3 und D_4 identisch sind, liegt ihr Sperrstrom auch in derselben Größenordnung nach [81]:

$$I_{D3} \approx I_{D4} \approx 1 \mu\text{A} \quad (4.12)$$

Somit verringert sich der Stromfehler $I_{D3} - I_{D4}$ in Gl. 4.11. Da allerdings der Sperrstrom I_{D4} nach [79] spannungsabhängig ist und die Spannung an D_4 in der Leitphase geringer ist, als die Spannung an D_3 , so könnte I_{D4} eher geringer als I_{D3} sein.

Als Operationsverstärker wird in das Bauteil LM8261 verwendet. Laut [82] tritt bei einer Versorgungsspannung von 15 V und einer geringen Eingangsspannung am positiven Eingang ein negativer Eingangsruhestrom im Bereich von $I_{OP,p} \approx 1 \mu\text{A}$ auf (vgl. [82],[71]). Dieser Stromfluss $I_{OP,p}$ kann nach Gleichung 4.11 zum Unterschied ΔI_D beitragen.

Da allerdings der Stromfehler $\Delta I_D \approx 1 \mu\text{A}$ beträgt, kann er gegenüber dem Strom $I_{Konst} = 11,36 \text{ mA}$ vernachlässigt werden.

Es folgt eine genauere Herleitung des Übertragungsverhaltens unter Berücksichtigung weiterer

Spannungsanteile nach Abb. 4.5:

$$-I_{OP,n} = I_{R1} + I_{R2} \quad (4.13)$$

$$\Leftrightarrow -I_{OP,n} = \frac{U_{D2} + U_{R3} + U_{OP}}{R_1} + \frac{U_{out} - U_{CE,on,e} - U_{D1} + U_{R3} + U_{OP}}{R_2} \quad (4.14)$$

$$\Leftrightarrow U_{out} = U_{CE,on,e} + \Delta U_D - 2U_{R3} - R_1 I_{OP,n} - 2U_{OP} \quad \text{mit } R_1 = R_2 \quad (4.15)$$

Die Spannung U_{OP} ist nach [71] durch die Differenzverstärkung des Operationsverstärkers gegeben. Durch die Dimensionierung der Widerstände R_1 , R_2 und R_3 lassen sich die Spannungsanteile $R_1 I_{OP,n}$ und U_{R3} beeinflussen.

Der Spannungsabfall $R_1 I_{OP,n}$ wird bestimmt durch den absoluten Widerstandswert R_1 und durch den Strom $I_{OP,n}$ des Operationsverstärkers. Nach [82] ist $I_{OP,n}$ im Bereich $\pm 1 \mu\text{A}$. Für R_1 , R_2 werden Präzisionswiderstände (0,1%-Toleranz) mit einem Absolutwert von $R_1 = 1,785 \text{ k}\Omega$ gewählt. Der maximal zu erwartende Spannungsfehler ist $R_1 I_{OP,n} \approx 1,785 \text{ mV}$.

Der Spannungsabfall U_{R3} wird bestimmt durch den Widerstandswert von R_3 . Für den Fall $I_{R3} = 1 \mu\text{A}$ gilt bei $R_3 = 100 \Omega$: $U_{R3} = 0,1 \text{ mV}$.

Betrachtung der Stromquelle nach:

Es folgt eine Betrachtung der Stromquelle nach [B1], [B2]. Ziel der Stromquelle ist es, in der Leitphase einen konstanten Strom von $I_{K\text{onst}} = 11,36 \text{ mA}$ bereitzustellen, um die Dioden D_1 und D_2 durchzusteuern. Dieser Strom $I_{K\text{onst}}$ soll nach Möglichkeit unabhängig von der anliegenden Spannung U_{IK} und der Temperatur der Stromquelle sein (vgl. Abb. 4.6).

Die Spannung U_{IK} ergibt sich dabei in Abhängigkeit der Durchlassspannung folgendermaßen:

$$U_{IK} = 15 \text{ V} - U_{CE,on,e} - U_{D1} - U_{D2} \quad (4.16)$$

Die maximale Vorwärtsspannung der Diode beträgt laut Datenblatt [80] $U_{D1,max} \approx 0,8 \text{ V}$ bei $I_{D1} = 10 \text{ mA}$ und einer Temperatur der Diode von $T_{D1} = 25^\circ\text{C}$. In der folgenden Betrachtung wird angenommen, dass gilt: $I_{D1} = I_{D2}$. Die maximale stationäre Durchlassspannung ist $U_{CE,on,e,max} = 2,5 \text{ V}$ bei einem Kollektorstrom $I_C = 1000 \text{ A}$ und einer virtuellen Sperrschichttemperatur von $T_{vj} = 150^\circ\text{C}$ (vgl. [19]). Damit ergibt sich:

$$U_{IK,min} = 10,9 \text{ V} \quad (4.17)$$

Für $U_{IK,max}$ gilt bei $U_{D1,min}(10 \text{ mA}, 175^\circ\text{C}) = U_{D2,min} \approx 0,45 \text{ V}$ und $U_{CE,on,e,min}(I_C = 100 \text{ A}, T_{vj} = 150^\circ\text{C}) \approx 1,1 \text{ V}$:

$$U_{IK,max} = 13 \text{ V} \quad (4.18)$$

Die Schaltungstopologie der Konstantstromquelle folgt einem Vorschlag aus [83]. Die Referenzspannungsquelle A_{ref} regelt die Spannung an dem Widerstand R_{i1} auf $U_{i1,\text{ref}} = 2,5\text{ V}$, indem sie die Spannung U_{BE,T_i} anpasst. Als Folge dessen stellt sich ein entsprechender Basissstrom I_{B,T_i} im Bipolartransistor ein. Der Bipolartransistor T_i muss dabei im linearen Bereich arbeiten [71]. Damit dies gilt, muss gelten:

$$U_{\text{Ke},T_i} = U_{\text{IK}} - 2,5\text{ V} > U_{\text{CE},\text{sat},T_i} \quad (4.19)$$

Laut [71] lässt sich mit einem Bipolartransistor eine Stromquelle mit einem höheren Ausgangswiderstand realisieren, als mit einem vergleichbarem MOSFET. Der Grund dafür liegt in der höheren Early-Spannung des Bipolartransistors.

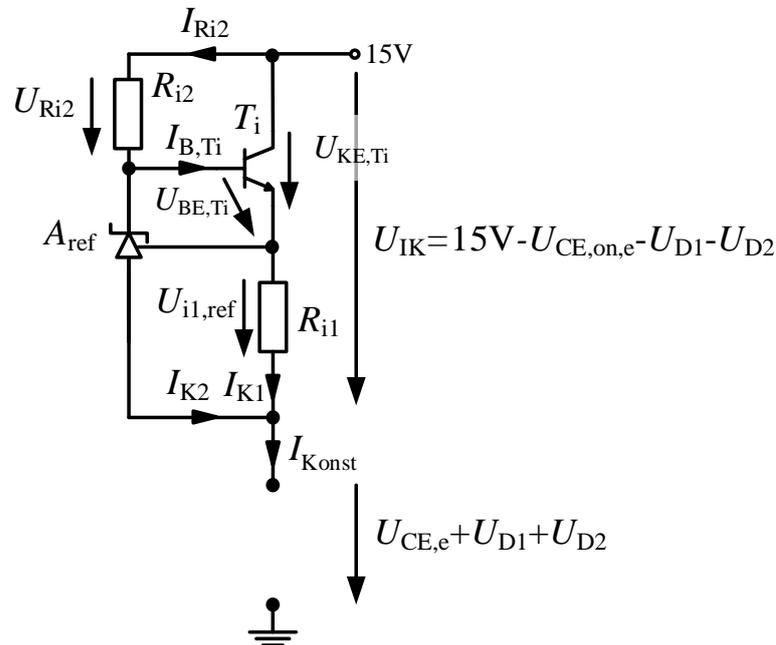


Abbildung 4.6: Genauere Betrachtung der Stromquelle in der Leitphase (1)

Entscheidend für die Temperaturabhängigkeit der Stromquelle, ist die Temperaturabhängigkeit der Referenzspannungsquelle A_{ref} . Aus diesem Grund wird als Referenzspannungsquelle das Bauteil ZR431 gewählt. In einem Temperaturbereich von 0°C bis 75°C ändert sich die Referenzspannung nur um 2 mV .

Mit einem Widerstand von $R_{i1} = 220\Omega$ folgt bei $U_{i1,\text{ref}} = 2,5\text{ V}$:

$$I_{\text{K1}} = 11,36\text{ mA} \quad (4.20)$$

Die Temperaturabhängigkeit der Referenzspannungsquelle A_{ref} von 2 mV führt bei konstantem Widerstandswert R_{i1} zu einer Stromänderung von: $\Delta I_{\text{K1}} = 9\mu\text{A}$ und ist somit vernachlässigbar. Für R_{i1} wird ein Präzisionswiderstand ERJ6RB mit einer Widerstandstoleranz von $0,5\%$ eingesetzt [84]. Der Temperaturkoeffizient beträgt: $\alpha_T = 50\text{ ppm}/^\circ\text{C}$. Eine Temperaturänderung von $\Delta T_{R_{i1}} = 75\text{ K}$ hat eine Widerstandsänderung von $\Delta R_{i1} = 825\text{ m}\Omega$ zur Folge. Der Strom

I_{K1} reduziert sich dadurch um $\Delta I_{K1} = 42,5 \mu\text{A}$ bei konstantem $U_{i1,\text{ref}}$.

Es folgt die Dimensionierung des Widerstandes R_{i2} (nach [B2]). Damit die Referenzspannungsquelle A_{ref} die Spannung $U_{i1,\text{ref}}$ regeln kann, wird ein minimaler Arbeitsstrom von $I_{K2,\text{min}} = 50 \mu\text{A}$ benötigt (vgl. [85]). Es wird mit einem Sicherheitsfaktor von 3 ein minimaler Arbeitsstrom von $I_{K2,\text{min}} = 150 \mu\text{A}$ benötigt. Für den Strom I_{Ri2} gilt:

$$I_{Ri2} = I_{K2} + I_{B,Ti} \quad (4.21)$$

Für den Basisstrom $I_{B,Ti}$ des Bipolartransistors gilt bei einer Stromverstärkung von $\beta_{Ti} = 290$:

$$I_{B,Ti} = \frac{I_{K1}}{\beta_{Ti}} = \frac{11,36 \text{ mA}}{290} = 39,17 \mu\text{A} \quad (4.22)$$

Für die minimale Spannung am Widerstand R_{i2} gilt:

$$U_{Ri2,\text{min}} = U_{iK,\text{min}} - U_{i1,\text{ref}} - U_{BE,Ti} = 10,9 \text{ V} - 2,5 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 7,7 \text{ V} \quad (4.23)$$

Für die Basis-Emitter-Spannung von T_i wurde laut Datenblatt [86] entsprechend $U_{BE,Ti} = 0,7 \text{ V}$ bestimmt. Für den maximalen Widerstandswert von R_{i2} folgt:

$$R_{i2,\text{max}} = \frac{U_{Ri2,\text{min}}}{I_{B,Ti} + I_{K2,\text{min}}} = \frac{7,7 \text{ V}}{39,17 \mu\text{A} + 150 \mu\text{A}} = 40,7 \text{ k}\Omega \quad (4.24)$$

Es wurde ein Widerstandswert von $R_{i2} = 33 \text{ k}\Omega$ aus der E24-Reihe gewählt, um noch etwas Sicherheitsabstand beim Basisstrom $I_{B,Ti}$ und der Durchlassspannung $U_{CE,\text{on,e}}$ zu lassen.

Betrachtung Spannungsbegrenzung am Ausgang:

Da in der Sperrphase (2) für die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers gilt: $U_{\text{out}} = 15 \text{ V}$, muss in dieser Phase die Spannung U_{ADC} am ADC begrenzt werden (vgl. Abb. 4.7).

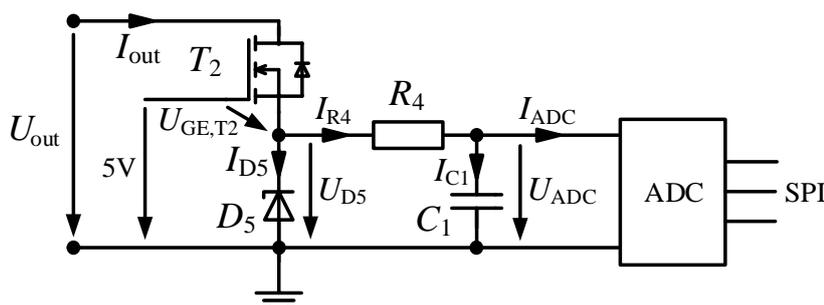


Abbildung 4.7: Genauere Betrachtung der Spannungsbegrenzung am Ausgang des Operationsverstärkers

Diese Anforderung erfüllt der MOSFET T_2 . Zunächst ist der MOSFET T_2 leitend und die Spannung U_{D5} folgt der Spannung U_{out} . Sobald die Einschaltspannung $U_{GE,T2,\text{th}}$ des MOSFET T_2 unterschritten wird, beginnt dieser zu sperren. Für die Einschaltspannung

$U_{GE,T2,th}$ gilt:

$$U_{GE,T2,th} = 5V - U_{D5} \Leftrightarrow U_{D5,max} = 5V - U_{GE,T2,th} \quad (4.25)$$

Für den MOSFET T_2 wird der Typ 2N7002 verwendet. Dieser hat laut [87] eine maximale Threshold-Spannung $U_{GE,T2,th,max} = 2,5V$.

Wird die Temperatur der Schaltung nach Abb. 4.7 durch externe Einflüsse angehoben, so sinkt die Threshold-Spannung $U_{GE,T2,th}$ und der maximale Spannungsbereich von U_{D5} wird nicht weiter eingeschränkt. Für $U_{GE,T2,th} < 1,7V$ dient die 3,3V-Zener-Diode D_5 als Spannungsbegrenzung. Der MOSFET T_2 arbeitet in diesem Zustand immer noch im Sättigungsbetrieb und er dient daher als Strombegrenzung für I_{D5} .

Für $U_{GE,T2,th} > 1,7V$ sollte die Zener-Diode D_5 idealerweise nur kapazitives Verhalten haben. Sollte sich der Leckstrom der Zener-Diode D_5 durch Temperatureinflüsse erhöhen, so wird er durch einen Stromfluss I_{out} aus dem Operationsverstärker kompensiert.

Der Tiefpass bestehend aus $R_4 = 47\Omega$ und $C_1 = 100nF$ wird folgendermaßen ausgelegt: Ist der IGBT im Sperrzustand, so beträgt die Spannung $U_{ADC} = 3,3V$. Sobald der IGBT einschaltet, muss sich der Kondensator C_1 über den Widerstand R_4 entladen. Der Widerstand R_4 wird so gewählt, dass der maximale Spannungsfehler $\approx 1mV$ beträgt nach $30\mu s$.

Der ADC des Typs ADS7866 hat eine Eingangskapazität von $C_{in,ADC} = 12pF$. Für eine Aufladung der Eingangskapazität $C_{in,ADC}$ auf eine Spannung von $U_{ADC} = 2,5V$ ist beispielsweise eine Ladung von $Q_{in,ADC} = 30pC$ erforderlich. Unter Vernachlässigung eines geringen Stromflusses von I_{R4} , würde sich die Spannung U_{ADC} durch den Abtastvorgang des ADCs um $0,3mV$ verringern.

Der ADC ADS7866 tastet die Spannung U_{ADC} mit einer Auflösung von 12Bit ab.

4.1.1 Vergleich von Simulation und Messung

In diesem Abschnitt wird das DC-Übertragungsverhalten der Messschaltung nach Abb. 4.3 untersucht. Dazu wird zunächst ein SPICE-Simulationsmodell nach Abb. 4.8 aufgebaut. Die SPICE-Modelle der Dioden, Transistoren und des Operationsverstärkers entstammen der Datenbank des jeweiligen Herstellers.

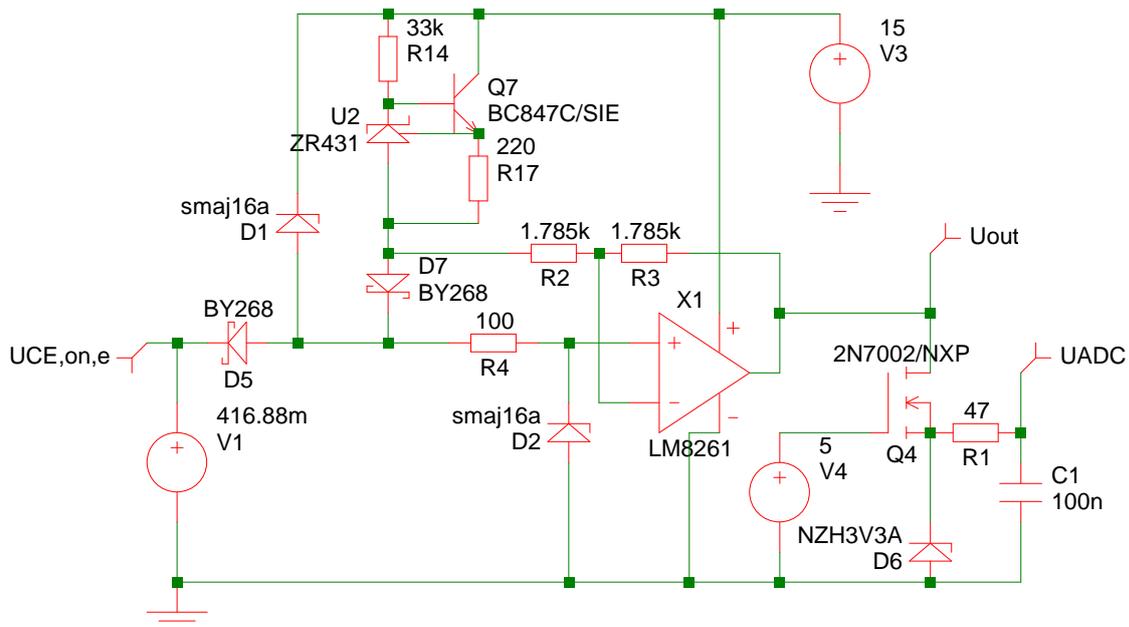


Abbildung 4.8: Simulation der Messschaltung mit SIMetrix 7.20(a) (SPICE)

Die Simulation wird durchgeführt mit SIMetrix 7.20a. Als Eingangsspannung wird eine Gleichspannungsquelle $U_{CE,on,e} = 416,88\text{ mV}$ verwendet. Das Simulationsergebnis in Abb. 4.9a zeigt eine Zunahme der Spannung U_{ADC} um $4,8\text{ mV}$ gegenüber der Spannung $U_{CE,on,e}$. Die Spannung U_{out} und U_{ADC} sind bei der Simulation identisch.

Mit Hilfe eines Laborversuchs soll das DC-Übertragungsverhaltens messtechnisch bestimmt werden: Als Eingangsspannung $U_{CE,on,e}$ dient die Vorwärtsspannung einer Diode (BYW 25-800) bei dem Strom I_{Konst} der Konstantstromquelle nach Abb. 4.3. Die Spannungen $U_{CE,on,e}$, U_{out} , U_{ADC} werden mit den Tastköpfen (Testec TT-MF 312) mit einem Übersetzungsverhältnis von $1x$ abgetastet. Anfangs werden die Spannungsabweichungen der Tastköpfe untersucht. Dazu werden die Tastköpfe an das „Masse“-Potential des Oszilloskops angeschlossen. Es ergibt sich bei allen drei Tastköpfen eine gleichartige Abweichung im Bereich von $\approx +1,5\text{ mV}$. Das Oszilloskop LeCroy Waverunner 6200 arbeitet mit einer Abtastfrequenz von 100 kS/s bei einer vertikalen Auflösung von 5 mV/div und einem Offset von -412 mV . Um Signalausrauschen zu unterdrücken, wird im Oszilloskop ein Tiefpass mit 20 MHz gewählt und die digitalen Signale mit $+3\text{ Bits}$ (ERES) gefiltert [88]. Die Messung nach Abb. 4.9b wird bei einer Umgebungstemperatur von 21°C durchgeführt. Es ergibt sich bei der Messung nach Abb. 4.9b, dass die Spannungen U_{out} und U_{ADC} um $\approx 4\text{ mV}$ geringer sind als $U_{CE,on,e}$. Zusätzlich

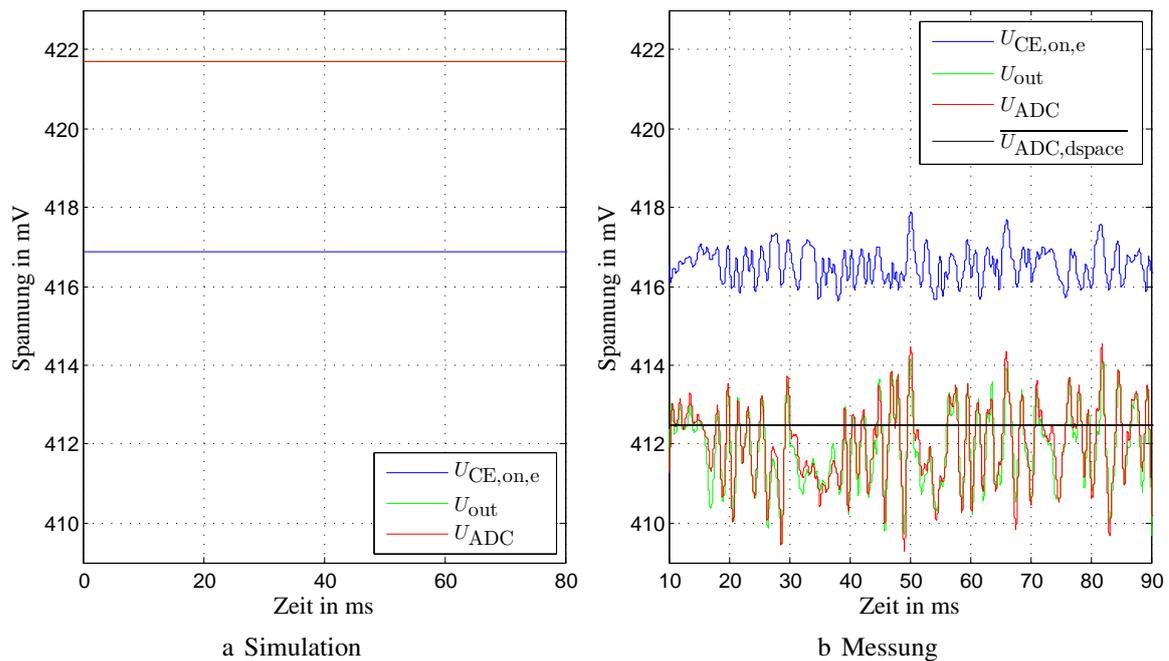


Abbildung 4.9: Vergleich des Übertragungsverhaltens von Simulation und Messung

wird die vom ADC gemessene Spannung $U_{ADC,dSPACE}$ vom dspace-System erfasst (vgl. Kap. 5). Der Mittelwert $\overline{U_{ADC,dSPACE}}$ dieser Spannungsmessung ist ebenfalls in Abb. 4.9b dargestellt. Der Unterschied der Abweichungen zwischen Simulation und Messung könnte auf unterschiedliche Durchlassspannungen der Dioden U_{D1} und U_{D2} im Laboraufbau zurückzuführen sein. Insgesamt liegt in Abb. 4.9b der Messfehler von ≈ 4 mV eine Größenordnung unterhalb des Spannungsanstiegs von ≈ 35 mV beim Alterungsvorgang nach Kap. 3.1.

4.1.2 Temperaturabhängigkeit der Messschaltung

In diesem Kapitel wird untersucht, inwieweit sich eine Veränderung der Umgebungstemperatur auf die gemessene Spannung $U_{\text{ADC,dspace}}$ des AD-Wandlers nach Abb. 4.3 auswirkt. Dazu wird zunächst der erste Aufbau nach Abb. A.2 betrachtet. Die Messplatine wird dazu

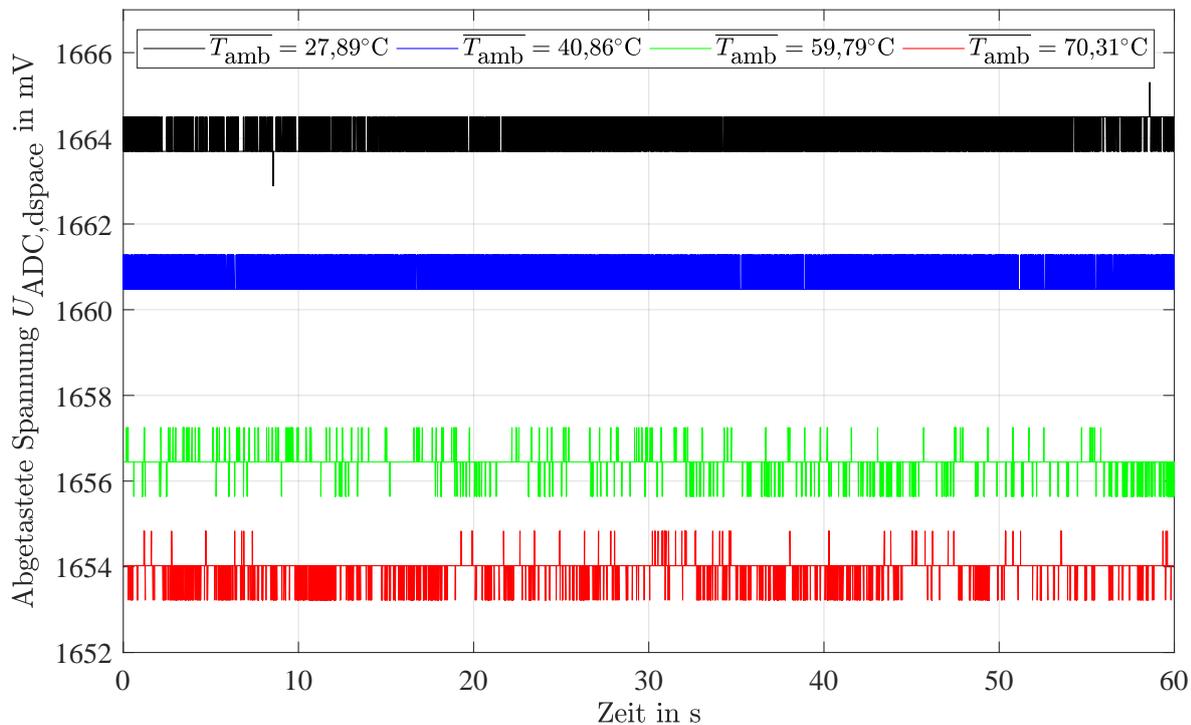


Abbildung 4.10: Umgebungstempureinfluss auf die gemessene Durchlassspannung $U_{\text{ADC,dspace}}$

in dem Wärmeschrank BINDER FED-115 betrieben. Als Eingangsspannung $U_{\text{CE,on,e}}$ wird eine Konstanzspannungsquelle verwendet. Die Eingangsspannung beträgt $U_{\text{CE,on,e}} = 1,668 \text{ V}$, gemessen mit dem Multimeter AMPROBE 37XR-A.

Die Spannung $U_{\text{ADC,dspace}}$ wird in den folgenden Versuchen mit dem dspace-System gemäß Kap. 5 erfasst. Die Temperatur im Wärmeschrank wird ebenfalls mit einem Pt100-Sensor durch das dspace-System gemessen. Der Mittelwert über 60s ist der Wert $\overline{T_{\text{amb}}}$. Zunächst erfolgt eine Messung bei Raumtemperatur $\overline{T_{\text{amb}}} = 27,89^\circ\text{C}$, anschließend bei $\overline{T_{\text{amb}}} = \{40,86^\circ\text{C}, 59,79^\circ\text{C}, 70,31^\circ\text{C}\}$. Vor dem Beginn jeder Messung wird 30 min gewartet, damit der Wärmeschrank eine stationäre Temperatur $\overline{T_{\text{amb}}}$ hat. Es zeigt sich in Abb. 4.10, dass die gemessene Spannung $U_{\text{ADC,dspace}}$ mit steigender Temperatur $\overline{T_{\text{amb}}}$ abnimmt. Der mittlere Temperatureinfluss beträgt: $-0,237 \text{ mV/K}$ in dem betrachteten Temperaturbereich mit einem Bestimmtheitsmaß der linearen Regression von $R^2 = 0,9995$.

Für die Messungen bei den vier Umgebungstemperaturen $\overline{T_{\text{amb}}}$ konnten die Mittelwerte und Standardabweichungen nach Tabelle 4.1 bestimmt werden.

Da der Einfluss der Umgebungstemperatur mit $-0,237 \text{ mV/K}$ nicht zu vernachlässigen ist, muss bei dem ersten Aufbau bei schwankender Umgebungstemperatur $\overline{T_{\text{amb}}}$ die Temperatur

Tabelle 4.1: Mittelwerte und Standardabweichung

Temperatur $\overline{T}_{\text{amb}}$	Mittelwert $\overline{U}_{\text{ADC,dspace}}$	Standardabweichung $\sigma(U_{\text{ADC,dspace}})$
27,89°C	1,6641 V	0,4028 mV
40,86°C	1,6608 V	0,3965 mV
59,79°C	1,6564 V	0,1081 mV
70,31°C	1,6540 V	0,1406 mV

der Messplatine mit einem temperatursensitiven Widerstand erfasst werden.

Genauere Untersuchung des Temperatureinflusses nach:

Um den Einfluss der Umgebungstemperatur genauer zu untersuchen, wird im Rahmen von [B5] ein zweiter Aufbau der Messschaltung genauer untersucht (vgl. A.3). Der zweite Aufbau unterscheidet sich vom ersten Aufbau (vgl. Abb. A.2) nur durch ein anderes Platinenlayout und einen Präzisionsspannungsteilers (MPMT1001AT1) für R_1 und R_2 nach Abb. 4.11. Anhand der Messstellen für die Spannungen $U_1 - U_6$ soll die temperaturbedingte Messabweichung genauer identifiziert werden. Die Spannungen $U_1 - U_6$ werden mit dem Tischmultimeter Keithley 2100

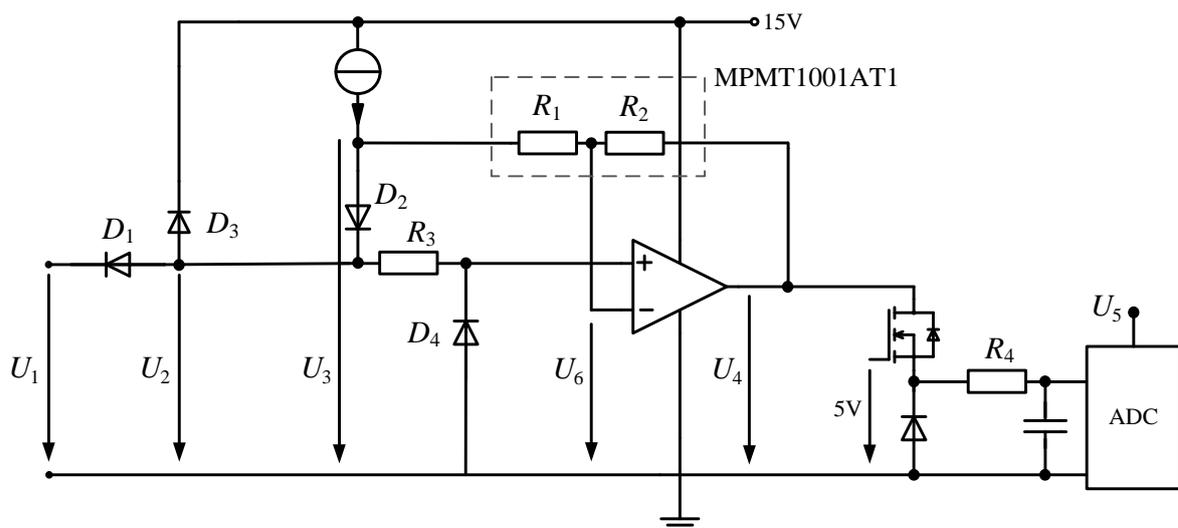


Abbildung 4.11: Messstellen zur genaueren Betrachtung der Temperaturabhängigkeit nach [B5]

gemessen. Zusätzlich werden die Spannungen U_{21} , U_{32} und U_{41} mit dem Tischmultimeter differenziell gemessen. Die Spannung $U_{\text{ADC,dspace}}$ des ADCs wird durch das dSpace-System ausgelesen. Die Messschaltung nach Abb. 4.11 misst eine Eingangsspannung von $U_1 \approx 1,7\text{V}$. Mit einem Wärmeschrank (Binder FED115) wird schrittweise die Umgebungstemperatur erhöht. Dabei ist T_{PCB} die Platinentemperatur. Vor jeder Messung wird 20 min gewartet, damit thermische Ausgleichsvorgänge abgeklungen sind. Der gesamte Messfehler der Messschaltung beträgt:

$$\Delta U_{\text{Mess}} = U_{\text{ADC,dspace}} - U_1 \quad (4.26)$$

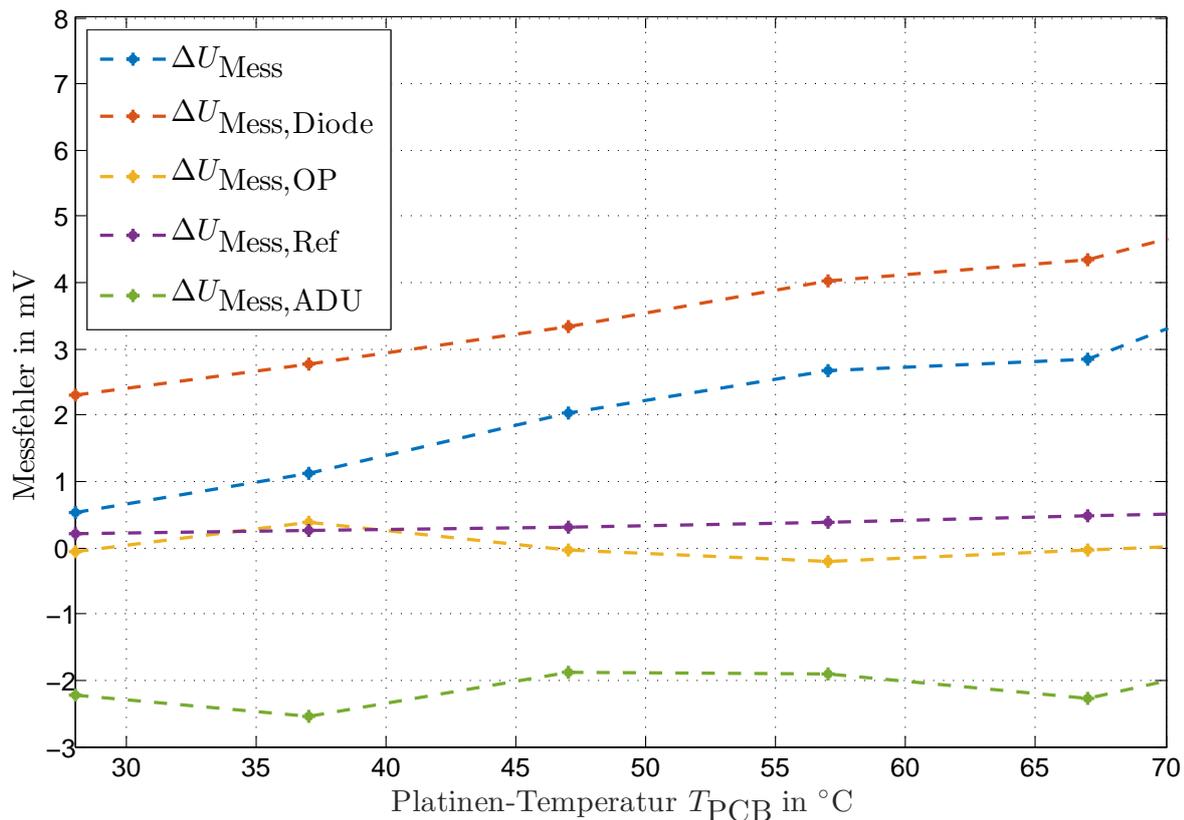


Abbildung 4.12: Identifikation der Temperaturabhängigkeit einzelner Komponenten [B5]

Der Gesamtmessfehler wird in die weiteren Messfehler unterteilt:

- $\Delta U_{Mess,Diode} = U_{21} - U_{32}$ Eine Abweichung der Spannungen der Dioden D_1 und D_2 ist nach Gl. 4.8 direkt am Ausgang sichtbar.
- $\Delta U_{Mess,OP} = U_4 + U_{32} - U_2$ Fehler durch die Subtraktion von U_{D2} durch die Operationsverstärkerschaltung.
- $\Delta U_{Mess,Ref} = \left(\frac{3,3V}{U_5} - 1\right) \cdot U_4$ Fehler durch die Referenzspannungsquelle des ADCs.
- $\Delta U_{Mess,ADC} = U_{ADC,dSPACE} - U_4 - \Delta U_{Mess,Ref}$ Fehler durch die Digitalisierung im ADC.

Es zeigt sich in Abb. 4.12, dass ausschließlich $\Delta U_{Mess,Diode}$ eine positive Temperaturabhängigkeit aufweist. Eine Analyse der Vorwärtsspannungen von D_1 und D_2 (Datenblatt [80]) hat ergeben, dass ein Unterschied von 2,3% in dem Temperaturkoeffizient der Vorwärtsspannungen von D_1 und D_2 genügt, um diesen Effekt zu erklären. Um die Temperaturabhängigkeit der Messschaltung zu reduzieren, müssen Dioden gleicher Temperaturcharakteristik vorausgewählt werden. Insgesamt zeigt sich in Abb. 4.12 eine geringere Temperaturabhängigkeit als in Abb. 4.10. Das ist damit zu erklären, dass bei dem zweiten Aufbau der Messplatine ein Präzisionsspannungsteiler für R_1 und R_2 verwendet wurde und die Dioden D_1 und D_2 andere

Fertigungstoleranzen aufweisen können. Die gesamte Messabweichung ΔU_{Mess} liegt in dem betrachteten Temperaturbereich (vgl. Abb. 4.12) zwischen 0,5 mV bis 3,3 mV. Der gesamte temperaturabhängige Messfehler ist damit kleiner, als der erwartete Spannungsanstieg auf Grund von Alterungseffekten (vgl. Kap. 3.1 und 7.1.4).

4.2 Ausschaltzeit mit analoger Zeitmessung

In diesem Kapitel wird eine elektrische Schaltung nach [B1] zur Messung der Ausschaltzeit t_{off} vorgestellt. Diese Schaltung wird analoge Zeitmessung genannt, da sie dazu in der Lage ist, die Ausschaltzeit t_{off} ohne jegliche digitale Bauelemente in eine analoge Spannung U_{Cf} proportional zu t_{off} zu wandeln. Zur weiteren Auswertung von U_{Cf} erfolgt anschließend allerdings eine Diskretisierung mit einem Analog-Digital-Converter (ADC). Messergebnisse, die mit diesem Schaltungskonzept gemacht worden sind, sind in [18] veröffentlicht. Es wird in diesem Kapitel die Funktionsweise vorgestellt und anschließend wird darauf eingegangen, dass die Umgebungstemperatur einen nicht vernachlässigbaren Einfluss auf das Messergebnis U_{Cf} hat.

Eine Übersicht über die elektrische Schaltung zur analogen Zeitmessung ist in Abb. 4.13 gegeben.

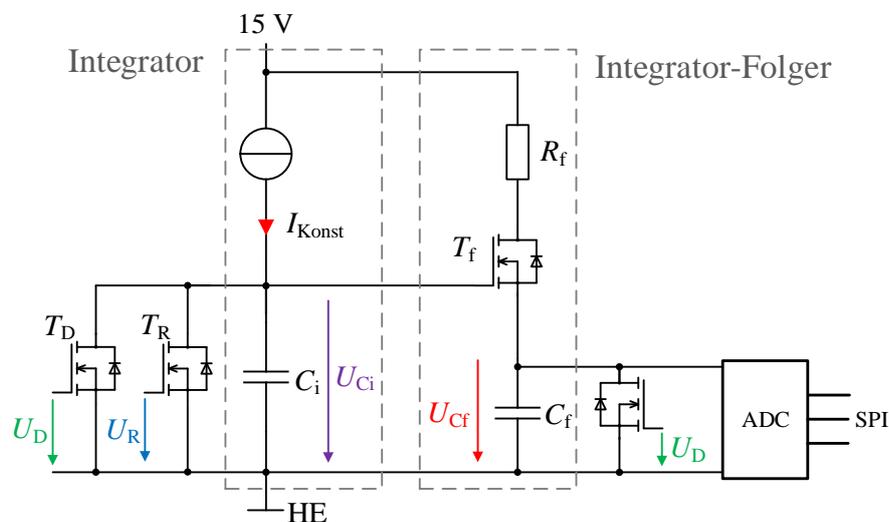


Abbildung 4.13: Analoge Zeitmessung mit Konstantstromquelle und Kondensator nach [B1]

Die Konstantstromquelle aus Kap. 4.1 ist ebenfalls Teil dieser Schaltung. Sobald beide Transistoren T_D und T_R sperren, lädt der Konstantstrom I_{Konst} die Kapazität C_i auf (Integrator). Zu dem Zeitpunkt, an dem U_{Ci} größer als die Einschaltenschwellspannung des Transistors T_f wird, beginnt dieser zu leiten. Die Spannung U_{Cf} folgt der Spannung U_{Ci} (Integrator-Folger). Die Spannung U_{Cf} wird vom ADC abgetastet.

Der zeitliche Ablauf ist detailliert in Abb. 4.14 dargestellt. Sobald der Gate-Treiber seine Ausgangsspannung U_{VG} auf das negative Potential schaltet, beginnt sich der Kondensator C_v

der elektrischen Schaltung nach Abb. 4.15 zu entladen. Über den Widerstand $R_{v,2}$ wird die Entladezeitkonstante eingestellt. Ist die Spannung an C_v unterhalb der Einschaltenschwellspannung des MOSFETs $T_{v,1}$ so sperrt dieser. Daraufhin schaltet die Komplementärstufe bestehend aus $T_{v,2}$ und $T_{v,3}$ die Ausgangsspannung U_D auf 0V. Als Konsequenz sperrt der MOSFET T_D in

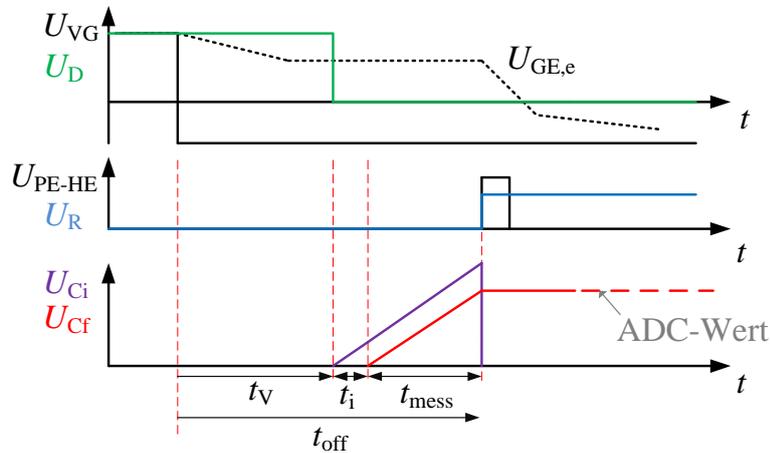


Abbildung 4.14: Zeitlicher Ablauf der Ausschaltzeitmessung t_{off}

Abb. 4.13. Der Integrationsvorgang mit I_{Konst} und C_i beginnt. Sobald die Spannung U_{C_i} größer

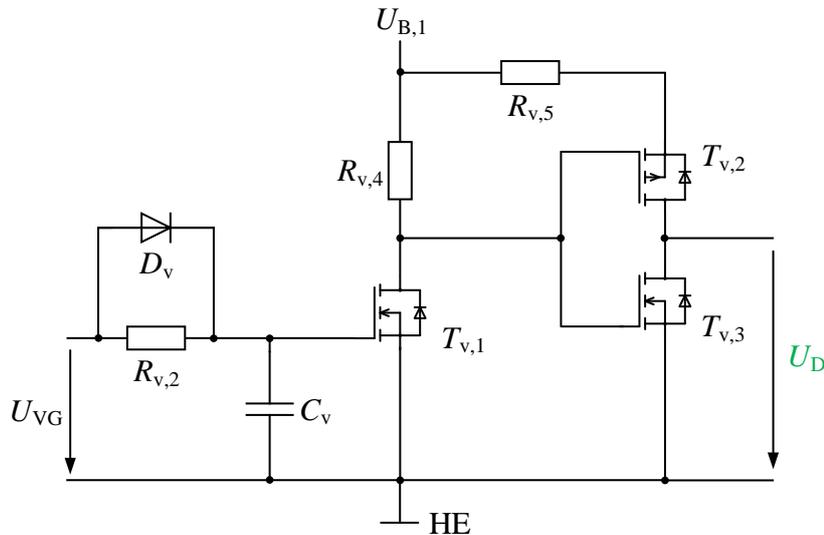


Abbildung 4.15: Elektrische Schaltung zur Erzeugung des verzögerten Start-Signals U_D nach [B2]

ist als die Einschaltenschwellspannung des Transistors T_f , beginnt dieser zu leiten. Der MOSFET T_f arbeitet weiterhin im linearen Betrieb und die Spannung U_{C_f} folgt der Spannung U_{C_i} . Die Kapazität C_f ist deutlich größer dimensioniert als C_i , damit die Änderung der Spannung U_{C_f} durch den Abtastvorgang des ADCs gering gehalten wird.

Sobald die Spannungsspitze an U_{PE-HE} auftritt (vgl. Abb. 3.15), wird die Gate-Source Kapazität des MOSFETs $T_{r,5}$ aufgeladen (vgl. Abb. 4.16). Die Zener-Diode $D_{r,z}$ dient zur Spannungsbegrenzung mit $R_{r,1}$ als Strombegrenzung. Die Diode D_r schützt das Gate von $T_{r,5}$ vor

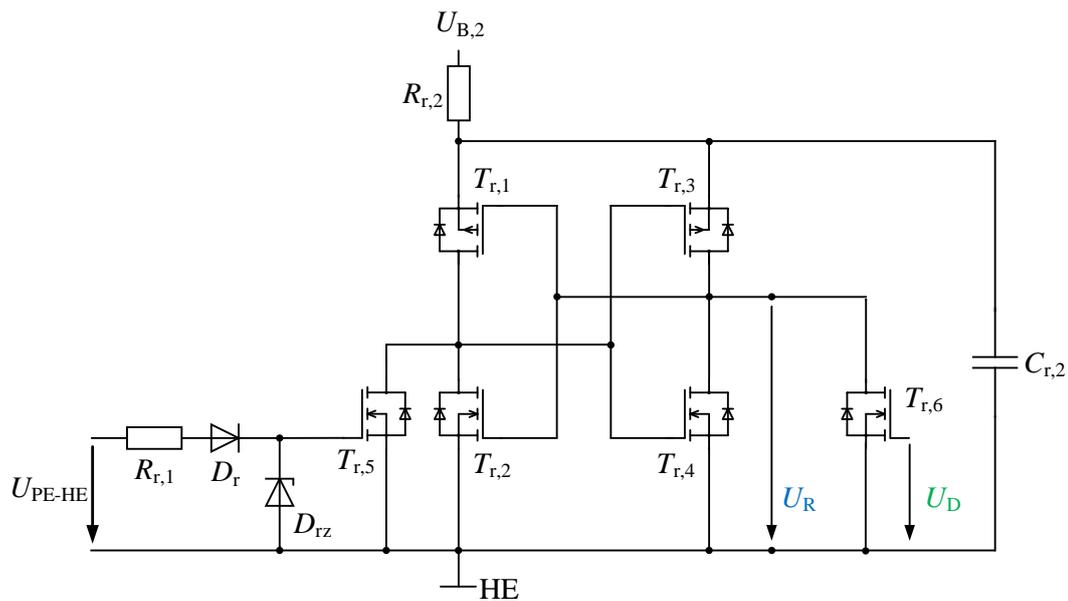


Abbildung 4.16: Elektrische Schaltung zur Erzeugung des Stop-Signals U_R nach [B2]

negativen Spannungen an U_{PE-HE} , die im Einschaltvorgang des IGBTs auftreten (vgl. Abb. 4.21). Durch die positive Spannungsspitze an U_{PE-HE} wird der MOSFET $T_{r,5}$ leitfähig und die Kippstufe bestehend aus $T_{r,1}$, $T_{r,2}$, $T_{r,3}$ und $T_{r,4}$ schaltet ausgangsseitig auf $U_R = U_{B,2}$. Damit wird der MOSFET T_R in Abb. 4.13 leitfähig und die Kapazität C_i entladen. Als Folge dessen wird die Einschaltwellenspannung von T_f sofort unterschritten und der MOSFET T_f beginnt ebenfalls zu sperren. Der Transistor $T_{r,6}$ dient dazu die Kippstufe wieder zurückzusetzen. Die Gate-Source Kapazität von $T_{r,5}$ wird durch einen zusätzlichen Transistor entladen, der durch U_D angesteuert wird.

Der Spannungswert U_{Cf} ist proportional zur Zeitdauer t_{mess} (vgl. Abb. 4.14). Für die Ausschaltzeit t_{off} gilt:

$$t_{off} = t_{mess} + t_i + t_V \quad (4.27)$$

Die Zeitanteile t_i und t_V sind konstant. Die 12 Bit-Auflösung des ADCs kann daher ausschließlich für die Änderung der Ausschaltzeit $\Delta t_{off} = t_{mess}$ genutzt werden.

Der ADC tastet die Spannung U_{Cf} ab. Für die Spannung U_{Cf} gilt:

$$U_{Cf} = U_{Ci} + U_{GE,th,Tf} \quad (4.28)$$

An dieser Stelle wird der Nachteil des Konzepts nach Abb. 4.13 sichtbar. Die Spannung des Integrator-Folgers U_{Cf} folgt der Integrator Spannung U_{Ci} zuzüglich der Einschaltwellenspannung $U_{GE,th,Tf}$ des Transistors T_f , da der Transistor T_f im Einschaltwellbereich arbeitet. Da die Einschaltwellenspannung $U_{GE,th,Tf}$ allerdings temperaturabhängig ist, wirkt sich diese Temperaturabhängigkeit direkt auf die gemessene Spannung U_{Cf} aus. Des Weiteren beeinflussen Toleranzen insbesondere von C_i , I_{Konst} , $R_{v,2}$ und C_v die Spannung U_{Cf} . Aus diesem Grund wird im weiteren Verlauf das Konzept nach Kap. 4.3 weiter verfolgt.

4.3 Ausschaltzeit mit digitaler Zeitmessung

Im folgenden Kapitel wird eine Messschaltung beschrieben, die die Ausschaltzeit t_{off} des IGBT-Moduls mit einem digitalen Zähler-Baustein misst (vgl. Abb. 4.17). Als digitaler Zähler wird der TDC7200 von Texas Instruments eingesetzt. Dieser Zähler arbeitet in einem Temperaturbereich von -40°C bis 85°C mit einer Auflösung von 55 ps bei einer Standardabweichung von 35 ps (vgl. [89]). Der Taktgeber für den Zählerbaustein ist der Oszillator ASEMB-8.000MHZ-LY-T von der Firma Abracon. Die Temperaturstabilität des Taktgebers ist entscheidend für die gesamte Messschaltung. Die Kommunikation des Zählers erfolgt per „Serial Peripheral Interface“ (SPI). Da der TDC7200 sich auf das Hilfsemitter-Potential des IGBTs bezieht, ist eine galvanische Trennung für die Kommunikation der Daten erforderlich. Da der TDC7200 mit einer 3,3 V-Logik arbeitet, müssen Start- und Stop-Signale mit einem

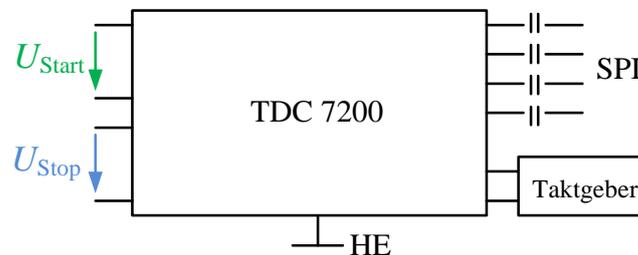


Abbildung 4.17: Überblick über das Messkonzept

3,3 V-Pegel durch eine externe Messschaltung erzeugt werden.

Die Start- und Stop-Signale leiten sich nach Abb. 4.18 folgendermaßen von den elektrischen Größen am IGBT-Modul ab:

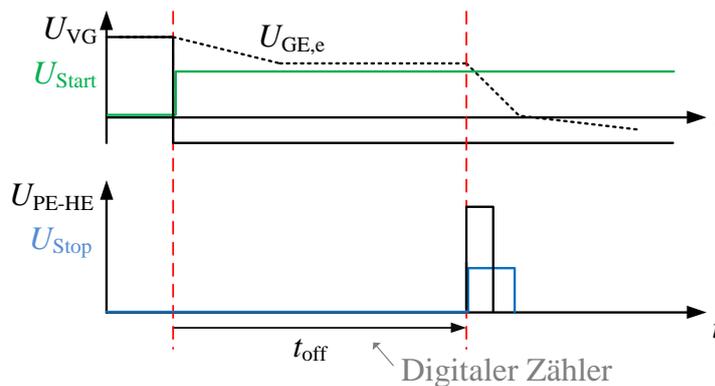


Abbildung 4.18: Übersicht über das Start- und Stop-Signal im Ausschaltvorgang des IGBT

Die Spannung U_{VG} ist die treiberseitige Gate-Spannung vor dem Gate-Widerstand. Im eingeschalteten Zustand beträgt $U_{\text{VG,ein}} = 15\text{ V}$. Beim Ausschaltvorgang zieht der Gate-Treiber die Spannung auf $U_{\text{VG,aus}} = -10\text{ V}$. Daraus wird durch die elektrische Schaltung in Abb. 4.19 ein 3,3 V-Start-Signal U_{Start} erzeugt (vgl. Abb. 4.18).

Die Ausschaltzeit t_{off} wird gemessen bis dem Zeitpunkt, bei dem die Abnahme des Kollektorstroms I_{C} stattfindet. Dieser Vorgang führt zu einem induzierten Spannungssprung $U_{\text{PE-HE}}$

(vgl. Kap. 3.4). Die Messschaltung in Abb. 4.22 ist dazu in der Lage, diesen Spannungssprung in ein 3,3 V-Stop-Signal umzusetzen.

Start-Signal:

Die Gate-Treiber-Spannung U_{VG} wird mit einer Komplementärendstufe des Typs BSS8402DW verbunden (vgl. [90]). Dabei sind der n-Kanal MOSFET T_2 (Typ: 2N7002) und der p-Kanal MOSFET (Typ: BSS84) in einem integrierten Gehäuse verbaut. Die Gate-Treiber-Spannung U_{VG} wird auf einen 3,3 V-Pegel invertiert umgesetzt. Der Widerstand R_1 verhindert eine Belastung der 3,3 V-Spannungsversorgung im Umschalt Augenblick, wenn beide MOSFETs kurzzeitig leitfähig sind. Der Kondensator C_1 liefert in diesem Zustand den Strom beim Umschalten.

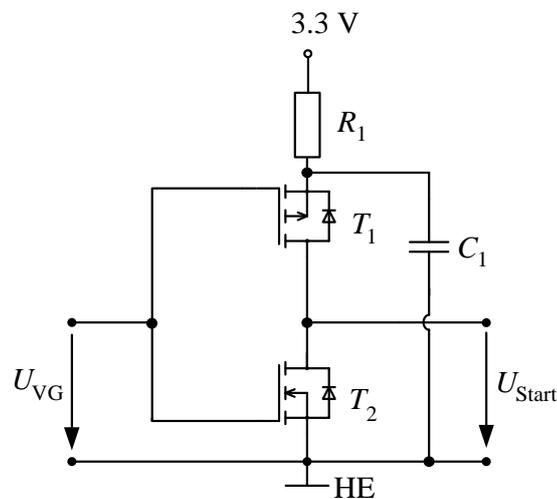


Abbildung 4.19: Elektrische Schaltung zur Erzeugung eines 3,3 V-Start-Signals

Stop-Signal:

Die Aufgabe der Stop-Signal-Schaltung besteht darin, am Ende der Ausschaltzeit t_{off} eine 3,3 V steigende Spannungsflanke U_{Stop} zu erzeugen (vgl. Abb. 4.18). Das Ende der Ausschalt-

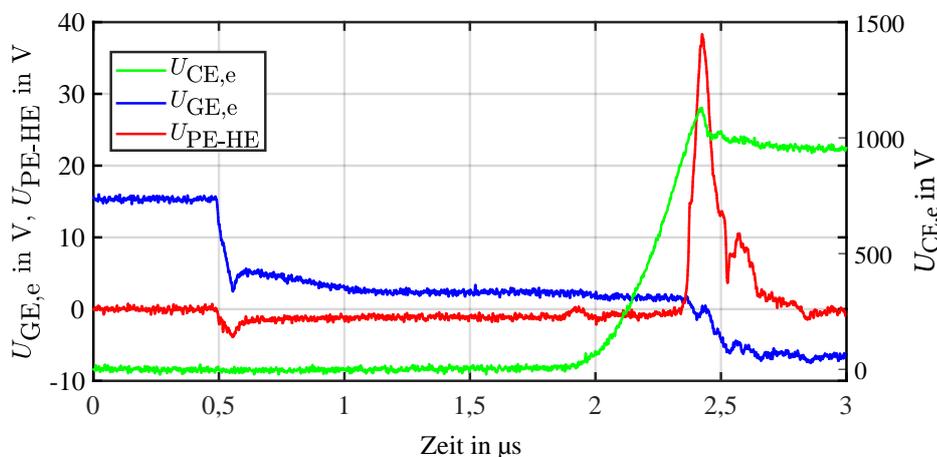


Abbildung 4.20: Ausschaltvorgang $U_{ZK} = 900\text{ V}$, $I_C = 500\text{ A}$ [B2]

zeit wird definiert, wenn der Kollektorstrom I_C beginnt zu sinken. Dieser Vorgang induziert eine positive Spannungsflanke U_{PE-HE} an den Bonddrahnen zwischen Leistungsemitter- (PE) und Hilfsemitteranschluss (HE).

Zum Ansteuern der Stop-Schaltung kann entweder die Spannung U_{PE-HE} verwendet werden oder es kann mittels einer Rogowski-Spule außerhalb vom IGBT-Modul das negative $\frac{dI_C}{dt}$ des Kollektorstroms erfasst werden (vgl. Abb. 3.16). Die Spannungsamplitude von U_{PE-HE} im Ausschaltvorgang ist stromabhängig. Für $I_C = 500\text{ A}$ wurde eine maximale Spannung von $U_{PE-HE,500\text{ A}} = 35\text{ V}$ gemessen. Bei $I_C = 50\text{ A}$ beträgt $U_{PE-HE,50\text{ A}}$ nur 2 V .

Im Einschaltvorgang kommt es aufgrund des positiven $\frac{dI_C}{dt}$ zu einem negativem Spannungspuls in U_{PE-HE} (vgl. Abb. 4.21).

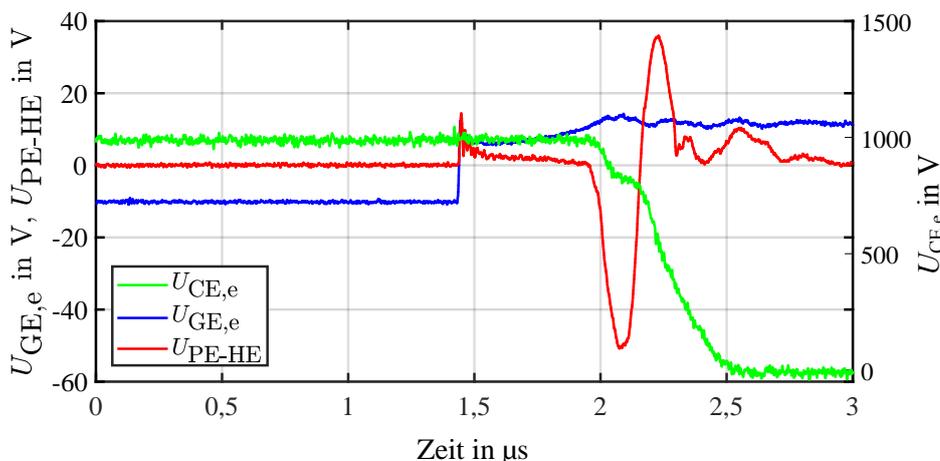


Abbildung 4.21: Einschaltvorgang $U_{ZK} = 900\text{ V}$, $I_C = 100\text{ A}$ [B2]

Die elektrische Schaltung in Abb. 4.22 muss dazu in der Lage sein, diesen Spannungsbereich zu verarbeiten. Für den Fall einer negativen Spannung von U_{PE-HE} dient die Diode D_1 als Schutz. Die Diode D_1 ist ausgelegt auf eine maximale Sperrspannung von 100 V .

Zum Ende der Ausschaltzeit t_{off} entsteht ein positiver Spannungspuls an U_{PE-HE} . Der Strom I_1 fließt durch den Widerstand R_2 , die Diode D_1 und lädt die Eingangskapazität des MOSFETs Q_3 um. Bei Erreichen der Einschalterschwellspannung beginnt der MOSFET Q_3 zu leiten. Die Zener-Diode D_2 schützt das Gate vor zu hohen Spannungen. Sobald die Zener-Diode D_2 leitet, dient der Widerstand R_2 als Strombegrenzung. Für die Dimensionierung von D_2 und R_2 muss folgende Betrachtung gewählt werden nach [B1], [B2]: Der Spannungspuls an U_{PE-HE} wird mit einem rechteckförmigen Spannungspuls der Amplitude \hat{U}_{PE-HE} und der Breite t_{pulse} angenähert. Für die Verlustenergie $E_{V,D2}$ in der Zener-Diode D_2 gilt während des Spannungspulses U_{PE-HE} :

$$E_{V,D2} = U_{Z,D2} I_{Z,D2} t_{\text{pulse}} \quad (4.29)$$

Dabei ist $U_{Z,D2}$ die Spannung der Zener-Diode D_2 . Bei Wechselrichterbetrieb mit der Schaltfrequenz f_S gilt für die Verlustleistung $P_{V,D2}$ der Zener-Diode D_2 :

$$P_{V,D2} = U_{Z,D2} I_{Z,D2} t_{\text{pulse}} f_S \quad (4.30)$$

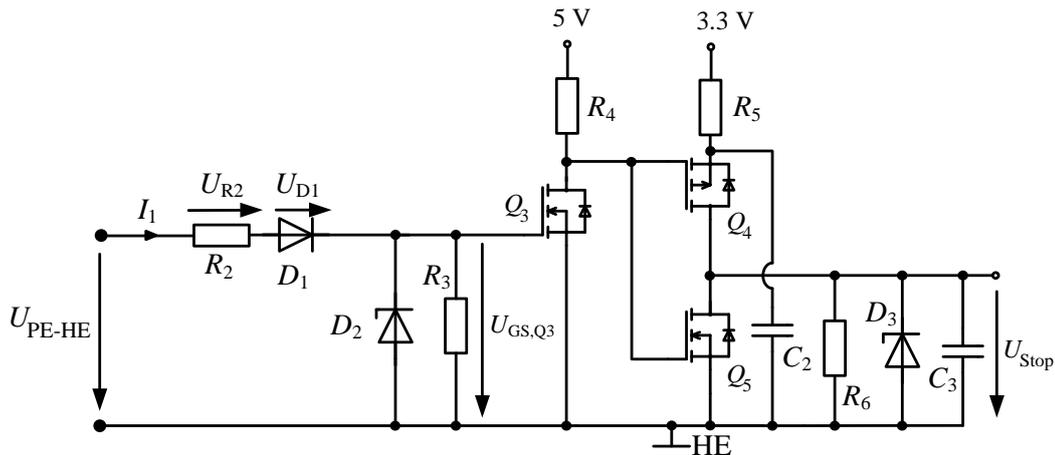


Abbildung 4.22: Elektrische Schaltung zur Erzeugung eines 3,3 V-Stop-Signals

Bei einer im Datenblatt gegebenen maximal zulässigen Verlustleistung in der Zener-Dioden D_2 gilt für den Strom $I_{Z,D2}$:

$$I_{Z,D2,\max} = \frac{P_{V,D2,\max}}{U_{Z,D2} t_{\text{pulse}} f_S} \quad (4.31)$$

Für die Dimensionierung des Widerstands $R_{2,\min}$ gilt daher:

$$R_{2,\min} = \frac{\hat{U}_{PE-HE} - U_{Z,D2}}{I_{Z,D2,\max}} \quad (4.32)$$

Der Widerstand R_2 sollte so klein wie möglich gehalten werden, da er zusammen mit der Sperrschichtkapazität der Diode D_2 und der Eingangskapazität des MOSFET Q_3 einen Tiefpass darstellt. Der Widerstand R_3 dient dazu, diese beiden Kapazitäten wieder zu entladen. Durch das Einschalten des MOSFETs Q_3 geht der Ausgang U_{Stop} der Komplementärendstufe (Q_4, Q_5) auf eine Spannung von 3,3 V. Der Kondensator C_3 unterdrückt die Einkopplung von Signalrauschen auf die Spannung U_{Stop} . Die Diode D_3 dient als Überspannungsschutz für den Fall, dass sich Schwingungen, angeregt durch den IGBT-Schaltvorgang, überlagern. Der Widerstand R_6 belastet die Komplementärendstufe, damit sich keine undefinierten Zustände einstellen können, bedingt durch die Ausgangskapazitäten von Q_4 und Q_5 . Die Schaltung in Abb. 4.22 benötigt im Gegensatz zu Abb. 4.16 keine Kippstufe, da der Ausgang U_{Stop} zur Ansteuerung des TDCs nicht dauerhaft gehalten werden muss.

Um das zeitliche Verhalten der elektrischen Schaltungen nach Abb. 4.19 und 4.22 genauer zu untersuchen, wird eine Pspice Simulation durchgeführt. Der Schaltplan der Simulation findet sich in A.1. Die Pspice Simulation wird mit Oszilloskop Messdaten für $U_{GE,e}$ und U_{PE-HE} gespeist. Die Gate-Treiber Spannung U_{VG} leitet sich in dieser Simulation von $U_{GE,e}$ ab. Für $U_{GE,e} < 14,5 \text{ V}$ ist $U_{VG} = -10 \text{ V}$. In Abb. 4.23 ist der Ausschaltvorgang ($I_C = 100 \text{ A}$) bei einem Einzelpulsversuch dargestellt.

Anhand der Kurvenverläufe von $U_{GE,e}$ und U_{PE-HE} lässt sich zunächst die Ausschaltzeit $t_{\text{off,mess}}$ aus den Messdaten bestimmen. Startzeitpunkt ist bei $U_{GE,e} = 14,5 \text{ V}$. Stoppzeitpunkt ist bei $U_{PE-HE} = 5 \text{ V}$. Daraus ergibt sich $t_{\text{off,mess}} = 1,5511 \mu\text{s}$. Die Ausschaltzeit $t_{\text{off,in}}$ die

der TDC7200 als Eingangsgröße messen kann, lässt sich anhand der simulierten Start- und Stop-Signale bestimmen. Für $U_{\text{Start}} = 2\text{ V}$ und $U_{\text{Stop}} = 2\text{ V}$ ergibt sich $t_{\text{off,in}} = 1,5853\text{ }\mu\text{s}$. Der Unterschied beträgt $t_{\text{off,in}} - t_{\text{off,mess}} = 34,2\text{ ns}$. An dieser Stelle wird zeitliche Unterschied

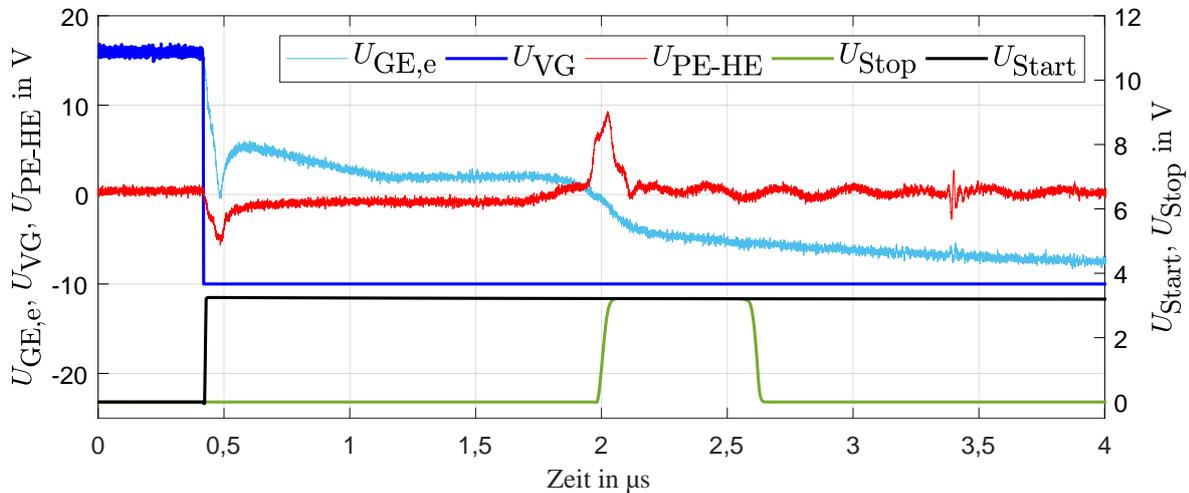


Abbildung 4.23: Simulation der Start und Stop-Signale, Überblick, $I_C = 100\text{ A}$

von Start-Signal und Stop-Signal genauer betrachtet in Abb. 4.24. Der zeitliche Unterschied des Start-Signals beträgt $\Delta t_{\text{Start}} = 7,5\text{ ns}$ ($U_{\text{VG},100\text{A}} = 14,5\text{ V}$, $U_{\text{Start},100\text{A}} = 2\text{ V}$). Die zeitliche Differenz für das Stop-Signal beträgt $\Delta t_{\text{Stop}} = 41,7\text{ ns}$ ($U_{\text{Stop},100\text{A}} = 2\text{ V}$, $U_{\text{PE-HE},100\text{A}} = 5\text{ V}$). Da der Zeitunterschied Δt_{Stop} von der Kurvenform von $U_{\text{PE-HE}}$ abhängt, wird das zeitliche

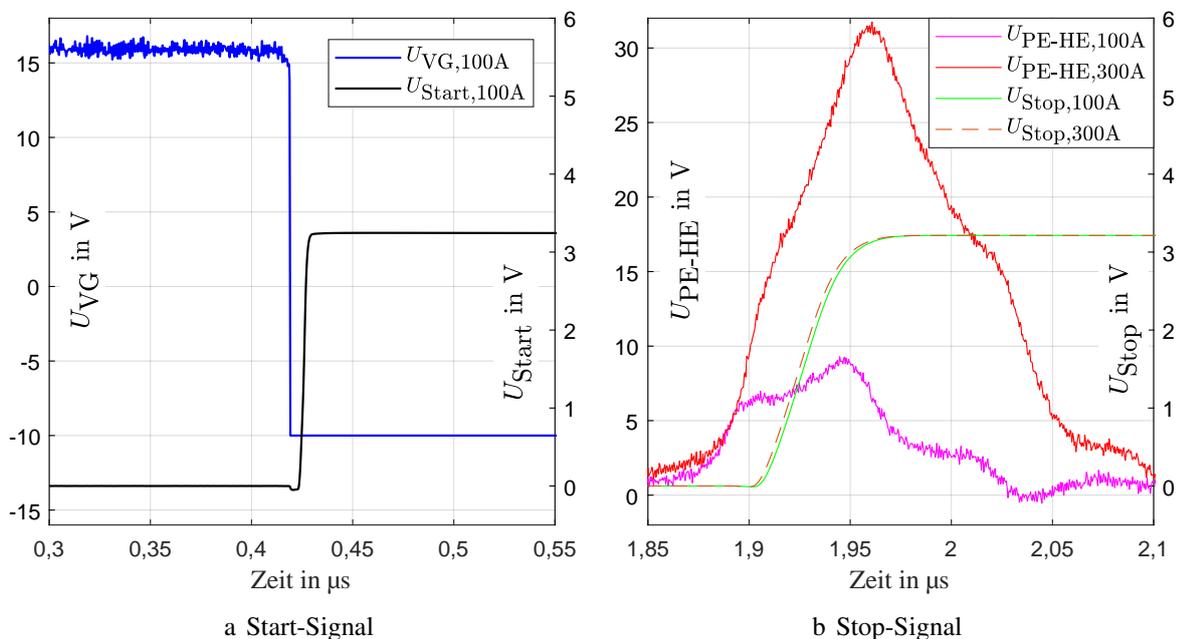


Abbildung 4.24: Simulation der Start und Stop-Signale, Genauere Betrachtung

Verhalten noch bei einem weiteren Strom $I_C = 300\text{ A}$ betrachtet. Beide Größen $U_{\text{PE-HE},100\text{A}}$

und $U_{\text{PE-HE,300A}}$ sind so dargestellt in Abb. 4.24b, dass sie bei 5 V zeitlich aneinander liegen. Trotz der verschiedenen Kurvenformen unterscheiden sich $U_{\text{Stop,100A}}$ und $U_{\text{Stop,300A}}$ nur um 2 ns bei $U_{\text{Stop,100A}} = U_{\text{Stop,300A}} = 2 \text{ V}$. Dennoch ist die Zeitdauer Δt_{Stop} stromabhängig. Diese zeitliche Differenz geht allerdings bei der Kalibrierung in Kap. 6.3 mit ein, da die Regressionsfunktion nach Gl. 6.8 auch stromabhängig ist. Die Zeitdauer Δt_{Start} ist abhängig vom Verhalten des Gate-Treibers. Unter der Annahme, dass die Spannungsflanke U_{VG} unbeeinflusst ist vom Schaltverhalten des IGBTs, so sollte sich Δt_{Start} nicht mit dem Betriebspunkt des IGBTs verändern. Da Δt_{Start} und Δt_{Stop} in die Kalibrierung mit eingehen, ist die relative Messgenauigkeit der Messschaltung entscheidend zur Auswertung von t_{off} .

Die Messgenauigkeit des Zählerbausteins wird unter Anderem bestimmt durch den externen Taktgeber. An dieser Stelle wird der Oszillator ASEMB-8.000MHZ-LY-T von der Firma Abracon verwendet.

Der Umgebungstemperatureinfluss auf die Messschaltung wird in Kap. 4.3.1 betrachtet.

4.3.1 Temperatureinfluss auf die Messschaltung

In diesem Kapitel wird untersucht, welchen Einfluss die Umgebungstemperatur $\overline{T_{\text{amb}}}$ auf die Messschaltung nach Kap. 4.3 zur Messung der Ausschaltzeit t_{off} hat.

Analog zur Messung der Durchlassspannung in Kap. 4.1.2 wird in demselben Versuchsaufbau die Ausschaltzeit t_{off} mit der Messplatine erfasst.

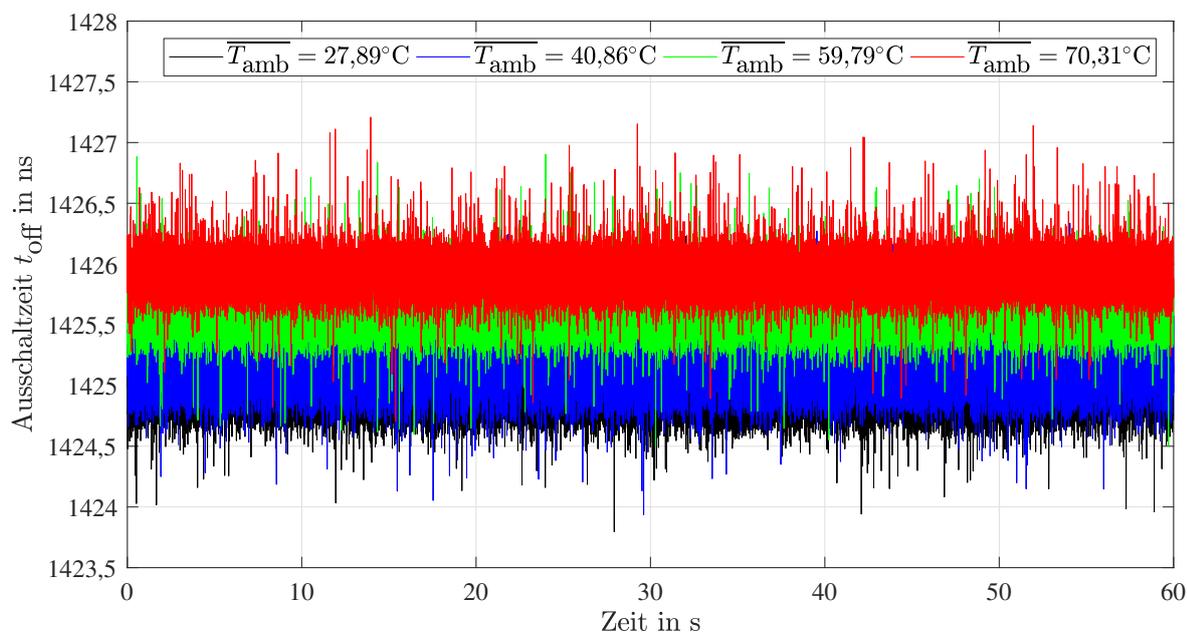


Abbildung 4.25: Einfluss der Umgebungstemperatur auf die gemessene Ausschaltzeit t_{off}

Die Ausschaltzeit t_{off} wird mit dem Signalgenerator TGA12104 mit Rechteckpulsen erzeugt. Das Signal U_{VG} zum Start (vgl. Abb. 4.19) hat eine Pulsbreite von $50\mu\text{s}$ und die zwei Spannungswerte 0V und 10V . Das Signal $U_{\text{PE-HE}}$ zum Stop (vgl. Abb. 4.22) hat eine Pulsbreite von 200ns und wechselt ebenfalls zwischen den beiden Spannungswerten 0V und 10V . Der Mittelwert und die Standardabweichung bei den verschiedenen Umgebungstemperaturen $\overline{T_{\text{amb}}}$ ist in Tabelle 4.2 gegeben. Der Einfluss der Umgebungstemperatur beträgt $0,02293\text{ ns/K}$ in

Tabelle 4.2: Mittelwerte und Standardabweichung

Temperatur $\overline{T_{\text{amb}}}$	Mittelwert $\overline{t_{\text{off}}}$	Standardabweichung $\sigma(t_{\text{off}})$
$27,89^\circ\text{C}$	$1424,97\text{ ns}$	$0,1639\text{ ns}$
$40,86^\circ\text{C}$	$1425,11\text{ ns}$	$0,1608\text{ ns}$
$59,79^\circ\text{C}$	$1425,61\text{ ns}$	$0,1555\text{ ns}$
$70,31^\circ\text{C}$	$1425,92\text{ ns}$	$0,1519\text{ ns}$

dem betrachteten Temperaturbereich bei einer linearen Regression mit einem Bestimmtheitsmaß von $R^2 = 0,9727$.

Da die Sensitivität der Ausschaltzeit $t_{\text{off}} = 1,5\text{ ns/K} \dots 3\text{ ns/K}$ beträgt (vgl. Kap. 6.3.1), führt eine Veränderung der Umgebungstemperatur um $\Delta\overline{T_{\text{amb}}} = 40\text{ K} \approx 1,5\text{ ns}$ nur zu einem maximalen Messfehler von $T_{\text{v,j,f,max}} = 1\text{ K}$.

4.4 Kostenanalyse der Messschaltungen

Im Rahmen von [B5] wurden die Bauteilkosten der beiden Messschaltungen (nach Kap. 4.1 und 4.3) betrachtet. An dieser Stelle werden die Bauteilkosten für die Stückzahl 1000 abgeschätzt. Auf Basis einer Stückliste wurde mit dem BOM-Tool [91] der jeweils günstigste Marktpreis für jedes Bauteil ermittelt. Die Bauteilkosten für die beiden Messschaltungen betragen zusammen ≈ 6 €. In diesen Kosten sind keine Bauteile für die Spannungsversorgung oder die Datenkommunikation enthalten, da davon ausgegangen wird, dass die benötigten Komponenten bei einer Integration in einen Gate-Treiber bereits verfügbar sind.

Die Analyse hat weiterhin ergeben, dass für 78% der Bauteilkosten nur 6 Bauteile verantwortlich sind. Das sind die folgenden Bauteile:

Messschaltung für die Durchlassspannung:

- Operationsverstärker LM8261
- Referenzspannungsquelle ZR431F005TA
- Analog-Digital-Umsetzer ADS7866
- Referenzspannungsquelle REF3333

Messschaltung für die Ausschaltzeit:

- Digitaler Zähler TDC7200
- MEMS Oszillator ASEMB-8.000MHZ-LY-T

Wenn an diesen Stellen günstigere Bauteile eingesetzt werden, können die Bauteilkosten weiter gesenkt werden.

4.5 Zusammenfassung des Kapitels

In diesem Kapitel wurden Messschaltungen für die Durchlassspannung und die Ausschaltzeit vorgestellt. Die Anforderungen an die Messschaltungen sind hohe Messgenauigkeit bei gleichzeitiger Unempfindlichkeit gegenüber Umgebungstemperaturschwankungen. Als weitere Zielgröße wurde Wert darauf gelegt, dass die Bauteilkosten möglichst gering sind und sich die Messschaltungen in Gate-Treiber integrieren lassen.

Für die Ausschaltzeit-Messung wurde eine Messschaltung mit digitalem Zählerbaustein und insgesamt geringer Empfindlichkeit gegenüber der Umgebungstemperatur ausgewählt. Bei der Durchlassspannungs-Messung gab es Einflüsse der Umgebungstemperatur, die im Detail diskutiert wurden.

In den Gate-Treiber nach Abb. 4.26 lassen sich die beiden Messschaltungen folgendermaßen integrieren: Die Durchlassspannungs-Messung kann auf Lowside zwischen Hilfsemittler HS und Hilfsemittler LS erfolgen. Für die Highside-Spannungsmessung muss die Spannung zwi-

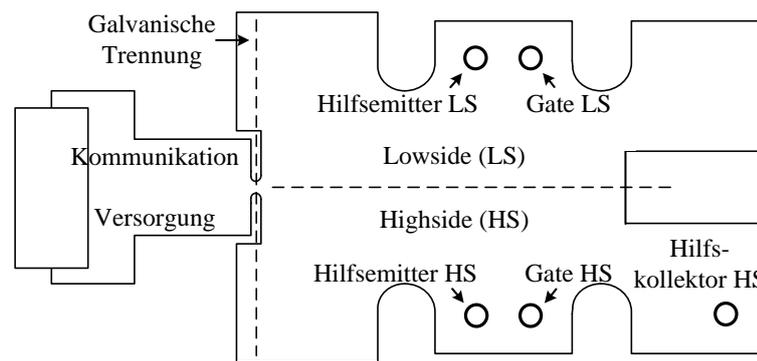


Abbildung 4.26: Aufbau des verwendeten Gate-Treibers 2SP0320V2Ax-FF1000R17IE4

schen Hilfskolektor HS und Hilfsemitter HS gemessen werden. Die Ausschaltzeit-Messung kann als Start-Signal die Spannung Gate LS - Hilfsemitter LS bzw. Gate HS - Hilfsemitter HS verwenden. Zur Generierung des Stop-Signals ist ein zusätzlicher Anschluss an den Leistungsemitter oder das Konzept mit der Rogowski-Spule erforderlich.

5 Beschreibung des Versuchsstands

Im folgenden Kapitel wird der Aufbau des IGBT-Versuchsstands beschrieben. Untersucht wird das Infineon IGBT-Modul FF1000R17IE4 im PrimePack 3 Gehäuse. In einem IGBT-Modul ist eine Halbbrücken-Konfiguration verbaut. Dabei sind pro Highside- und Lowside Schalter jeweils sechs IGBTs und Dioden-Paare parallel geschaltet (vgl. Kap. 2.1). Auf dem IGBT-Versuchsstand bilden zwei Halbbrückenmodule eine Vollbrücken-Anordnung (vgl. Abb. 5.1). Weiterhin besteht die Möglichkeit zwei dieser IGBT-Module parallel zu betreiben. Insgesamt ist auf dem IGBT-Versuchsstand zweimal die Vollbrücken-Konfiguration nach Abb. 5.1 verfügbar. In den folgenden Betrachtungen ist aber immer nur eine Vollbrücke in Betrieb.

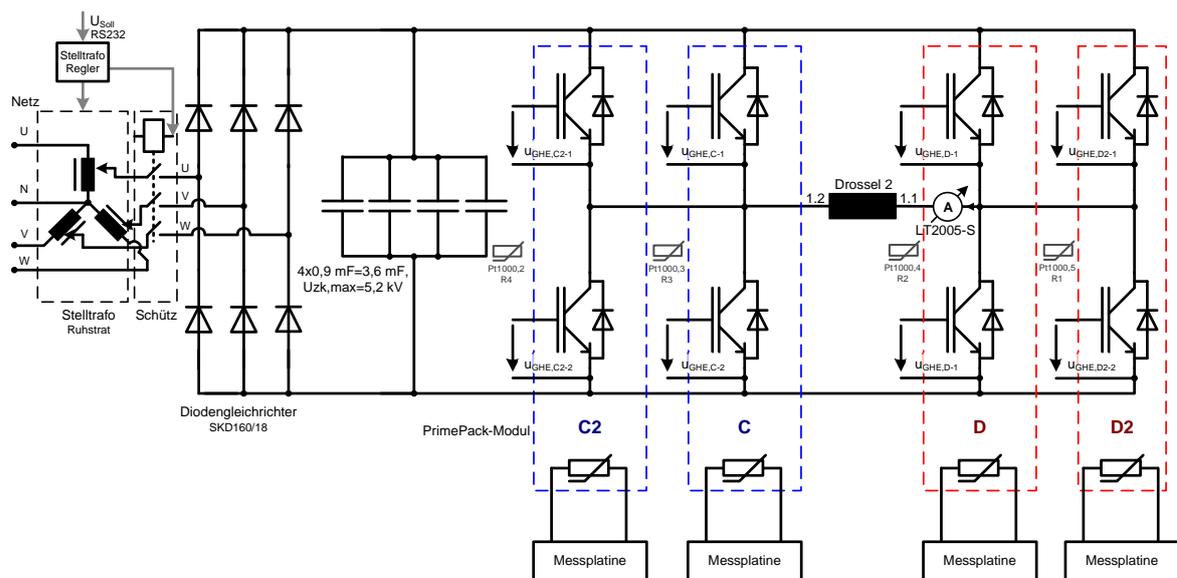


Abbildung 5.1: Elektrischer Aufbau des IGBT-Versuchsstands

Eingangsseitig befindet sich ein dreiphasen Stelltransformator. Die Ausgangsspannung des Stelltransformators wird gleichgerichtet und ergibt die Zwischenkreisspannung. Die Zwischenkreiskapazität besteht aus vier parallel geschalteten Kondensatoren. Es ergibt sich eine Gesamtkapazität von $C_{Zk} = 3,6 \text{ mF}$. Der Zwischenkreis ist niederinduktiv über Kupferplatten mit den IGBT-Modulen verbunden (vgl. Abb. 5.2). In Abb. 5.2 sind die IGBT-Module auf einem gemeinsamen Kühlkörper montiert. Auf der gegenüberliegenden Seite befindet sich ebenfalls ein Vollbrückenaufbau, bei dem die IGBT-Module auf einzelnen Kühlkörpern montiert sind. Die Temperaturen der Kühlkörper können mit Pt100-Messwiderständen erfasst werden. Die NTC-Temperatur des IGBT-Moduls wird ebenfalls mit einer Messplatine erfasst.

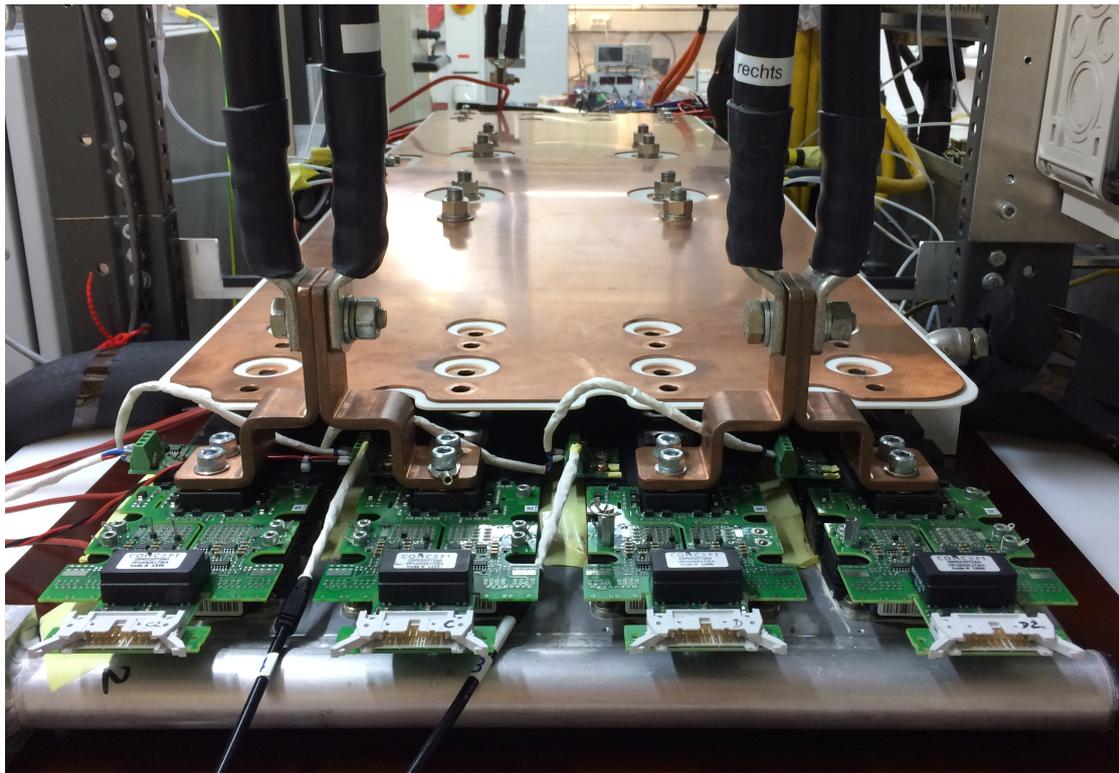


Abbildung 5.2: IGBT-Module mit niederinduktiver Zwischenkreisbindung

In der Mitte der jeweiligen Vollbrücke ist eine Lastdrossel nach Abb. 5.4 angeschlossen. Die Lastdrossel hat eine zusätzliche Wicklungsanzapfung und kann bei drei verschiedenen Induktivitätswerten $L_{1h,1}$, $L_{1h,2}$ und $L_{1h,3}$ betrieben werden. Bei Kontaktierung an Anschluss 1.1 und 1.2 beträgt die Induktivität $L_{1h,1} = 2,12$ mH. Bei Anschluss 1.2 und 1.3 gilt: $L_{1h,2} = 1,06$ mH und zwischen 1.1 und 1.3 gilt: $L_{1h,3} = 0,18$ mH. Die Induktivitätswerte wurden aus der Stromsteigerung im Einzelpulsversuch bei $U_{Zk} \approx 250$ V bestimmt. Die Lastdrossel ist für einen Strom von 1000 A dimensioniert. Bei allen Messungen im Rahmen dieser Arbeit wird $L_{1h,1}$ verwendet. Nur in Kap. 6.5 wird der Einfluss der drei verschiedenen Induktivitätswerte auf die Ausschaltzeit t_{off} betrachtet.

Der Strom in der Lastdrossel wird von dem LEM-Wandler LT2005-S gemessen. Der gemessene Strom wird als Spannungswert vom dSpace-System ds1103 eingelesen (vgl. Abb. 5.3). Weiterhin wird die Zwischenkreisspannung, sowie die Temperaturen der NTCs und Pt100 Sensoren vom dSpace-System erfasst. Das dSpace-System kommuniziert über ein Digital I/O-Interface mit einem FPGA-Board. Das FPGA-Board ist eine Erweiterungskomponente (FC1103), die von der Protolar GmbH entwickelt wurde. An das FPGA FC1103 sind per Lichtwellenleiter (LWL) die Halbbrücken-Gate-Treiber 2SP0320V2Ax angeschlossen. Da in den folgenden Versuchen nur eine Vollbrücke, bestehend aus zwei Halbbrücken-Modulen aktiv ist, sind nur zwei Gate-Treiber angeschlossen. Die Gate-Treiber werden weiterhin von einer galvanisch isolierten Gleichspannungsquelle versorgt und somit sind daher völlig galvanisch getrennt vom FPGA-Board. An das FPGA-Board ist weiterhin die Messplatine per Lichtwellenleiter angeschlossen, sowie der Trigger für die Infrarot-Kamera per BNC-Kabel.

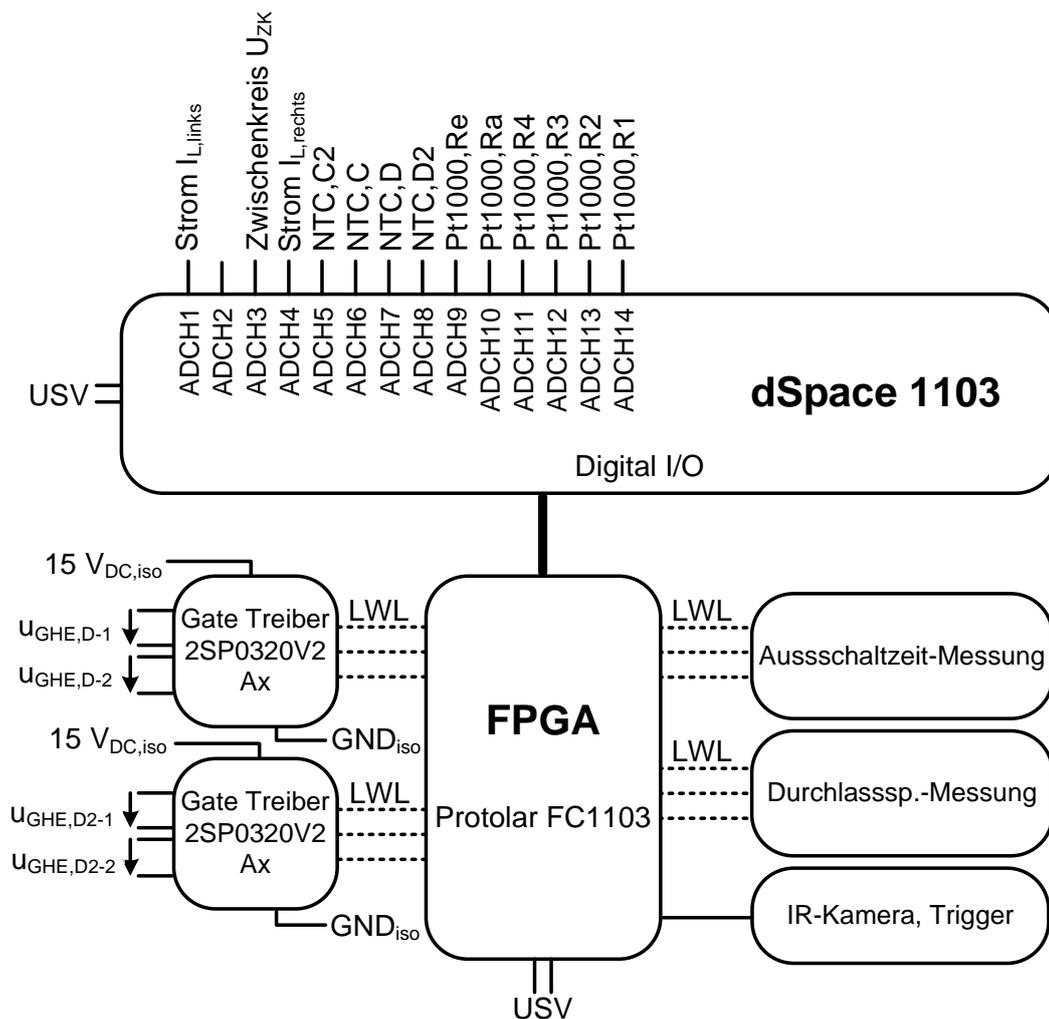


Abbildung 5.3: Ansteuerung des Versuchsstands, dSpace-System mit FPGA FC1103

Das FPGA arbeitet mit einem 100 MHz-Takt. Im FPGA können daher schnelle Rechenoperationen parallel im 10 ns-Takt durchgeführt werden. Das FPGA selbst triggert das dSpace ds1103 und lässt es mit einer Taktrate von 1 kHz laufen. Der zeitliche Ablauf ist in Abb. 5.5 dargestellt. Das FPGA erzeugt das Signal „pwm_up“ mit einer Frequenz von 1 kHz. Dieses Signal wird zum Triggern des dSpace-Systems verwendet: Eine steigende Flanke im „pwm_up“-Signal triggert das dSpace-System. In dem Zeitbereich von steigender bis fallender Flanke von „pwm_up“ führt das dSpace-System Berechnungen durch. Nach fallender Flanke von „pwm_up“ findet ein Datenaustausch zwischen FPGA und dSpace-System statt. Im FPGA wird weiterhin das „pwm_triangle“-Signal erzeugt. Daraus leitet sich, verglichen mit dem Tastgrad, die PWM zur Ansteuerung der IGBT-Vollbrücke ab. Dabei wird eine Halbbrücke permanent mit einem Tastgrad von 50% geschaltet und bei der anderen Halbbrücke wird der Tastgrad entsprechend der Stromregelung variiert. Für den Betrieb der Messplatine wird die Halbbrücke mit festem Tastgrad von 50% ausgewählt. Sobald das PWM-Signal auf eine logische „1“ geht, wird der jeweilige IGBT durch den Gate-Treiber eingeschaltet. Von dieser Flanke aus wird weitere $30,5 \mu s$ gewartet. Anschließend wird die Durchlassspannung $U_{CE,on,e}$

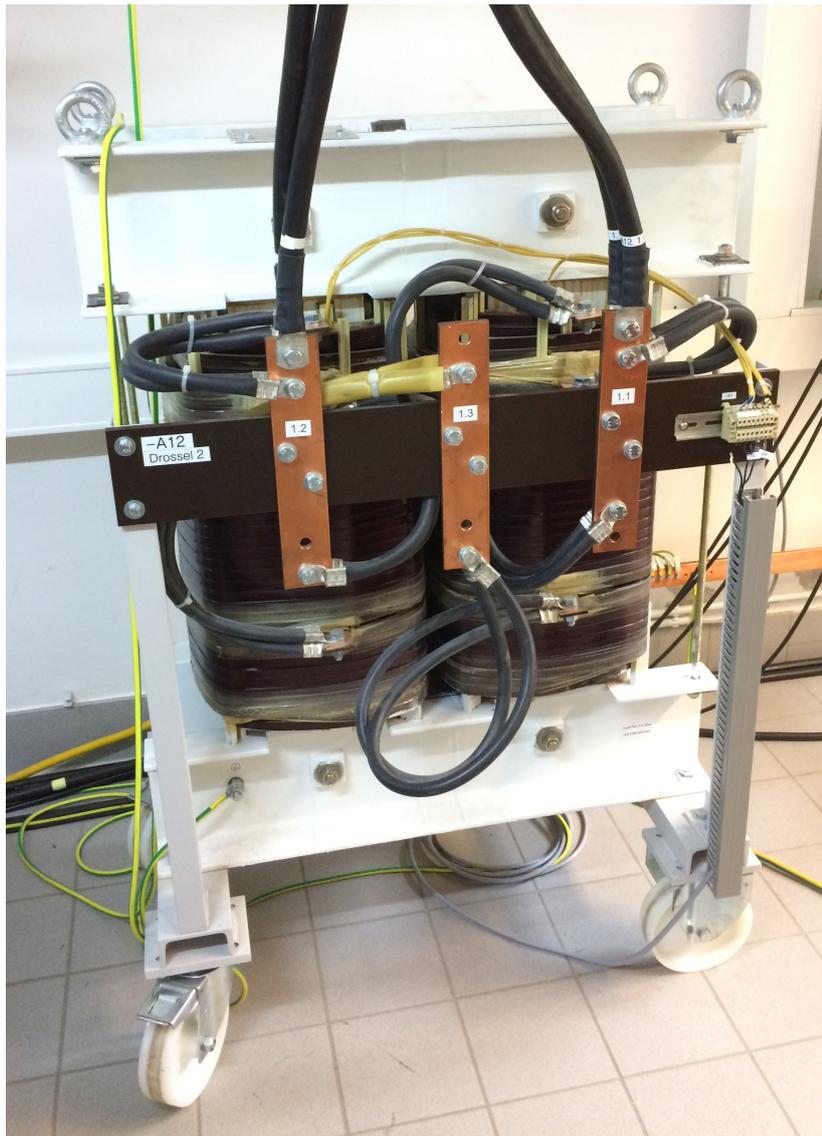


Abbildung 5.4: Lastdrossel mit $L_{lh,1} = 2,12 \text{ mH}$, 1000 A

8 mal hintereinander vom ADC erfasst. Aus diesem Wert wird der Mittelwert im FPGA berechnet, per Addition und Rechtsshift um 3 Stellen. Bei fallender Flanke von „pwm_up“ wird der Wert ans dSpace übertragen. Dort steht er für Berechnungen in der nächsten Zeitperiode zur Verfügung. Der TDC-Chip zur Messung der Ausschaltzeit wird bei fallender Flanke von „pwm_up“ initialisiert und auf „BEREIT“ geschaltet. Jedes Mal, wenn das dSpace-System getriggert wird, führt das FPGA auch eine Messung des Drosselstroms I_L und der Zwischenkreisspannung U_{ZK} durch. Die Temperaturen von NTC und Pt100 werden ebenfalls zu diesem Zeitpunkt erfasst.

Im Folgenden soll der zeitliche Abstand der Messzeitpunkte zwischen den Messungen von I_L , U_{Zk} , $U_{CE,on,e}$ und t_{off} genauer betrachtet werden: Damit der zeitliche Abstand zwischen Strommessung I_L und Ausschaltzeitmessung t_{off} möglichst gering ist, werden im Rahmen

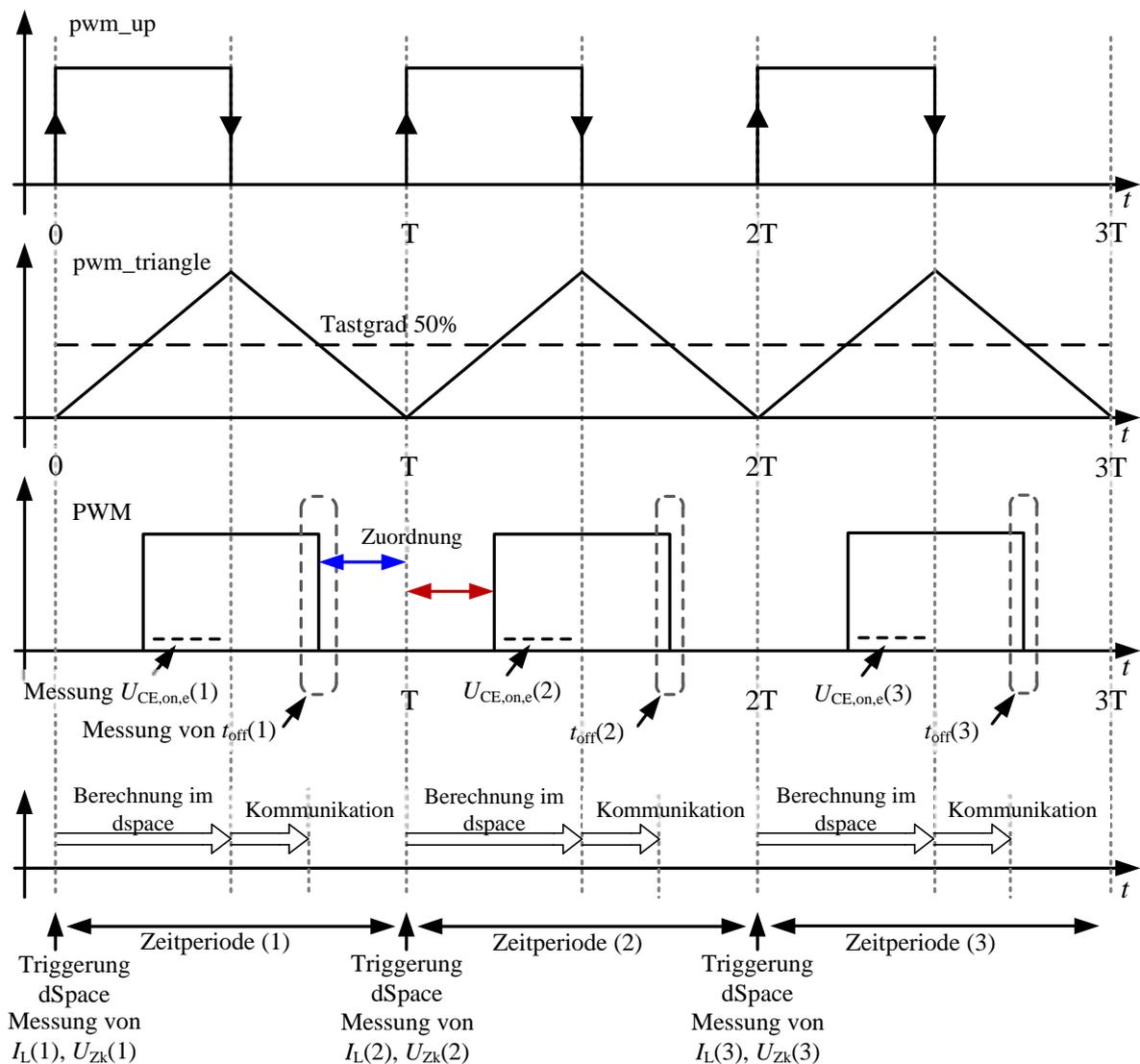


Abbildung 5.5: Zeitlicher Ablauf der dSpace/FPGA-Kommunikation nach FC1103

dieser Arbeit beispielsweise die Wertepaare $I_L(2)$ und $t_{off}(1)$ einander zugeordnet (blauer Pfeil). Es ergibt sich in k diskreten Zeitschritten die Zuordnung durch das Ablaufdiagramm in Abb. 5.5.

$$I_L(k) \Rightarrow t_{off}(k-1) \quad (5.1)$$

Aus der Zuordnung $I_L(2)$ und $U_{CE,on,e}(2)$ ergibt sich die folgende Zuordnung (roter Pfeil):

$$I_L(k) \Rightarrow U_{CE,on,e}(k) \quad (5.2)$$

Bei der Auswertung der Messdaten muss allerdings berücksichtigt werden, dass die Messdaten für t_{off} und $U_{CE,on,e}$ jeweils n -Zeitschritte benötigen, um vom FPGA ans dSpace-System übertragen zu werden. Die Ausschaltzeit $t_{off}(1)$ wird erst in Zeitperiode (2) ans dSpace-System übertragen (Kommunikation) und in Zeitperiode (3) steht sie erst zur Berechnung zur

Verfügung. Es vergehen daher $n = 2$ Zeitschritte. Die Durchlassspannung $U_{\text{CE,on,e}}(1)$ wird noch in Zeitperiode (1) ans dSpace-System übertragen und steht daher in Zeitperiode (2) zur weiteren Berechnung zur Verfügung. In diesem Fall vergehen daher $n = 1$ Zeitschritt. Um eine zeitliche Zuordnung zwischen den Messdaten im dSpace-System herzustellen, müssen daher Zuordnung 5.1 und 5.2 erweitert werden.

$$I_{\text{L}}(k) \quad \Rightarrow \quad t_{\text{off}}(k - 1 + n) = t_{\text{off}}(k + 1)$$

$$I_{\text{L}}(k) \quad \Rightarrow \quad U_{\text{CE,on,e}}(k + n) = U_{\text{CE,on,e}}(k + 1)$$

Da sich zusätzlich im dSpace-System eine zeitliche Verzögerung von $k + 1$ durch das dspace-Modell ergibt, wird in den Messungen in dieser Arbeit die folgende zeitliche Zuordnung verwendet:

$$I_{\text{L}}(k), U_{\text{Zk}}(k) \quad \Rightarrow \quad t_{\text{off}}(k + 2), U_{\text{CE,on,e}}(k + 2)$$

5.1 Ansteuerung der Messplatine

In diesem Kapitel wird darauf eingegangen, wie der Programmablauf im FPGA aussieht, um den TDC-Chip zur Ausschaltzeit-Messung und den ADC zur Durchlassspannungs-Messung zu konfigurieren.

Programmablauf zur Ausschaltzeit-Messung:

Die Kommunikation mit dem TDC-Chip erfolgt per „Serial Peripheral Interface“ (SPI). Das FPGA FC1103 ist über Lichtwellenleiter mit der Messplatine verbunden. Der Ablauf des VHDL-Programms im FPGA ist in Abb. 5.6 dargestellt. Zunächst wird der TDC-Chip für die anstehende Messung konfiguriert. Dazu wird im Zustand „st_write0“ das Register des TDC-Chips „Clock_CNTR_STOP_MASK_L“ angesprochen. Die Zahl „0x49“ gibt den Wert an, der für diesen Befehl per SPI an den TDC-Chip gesendet wird.

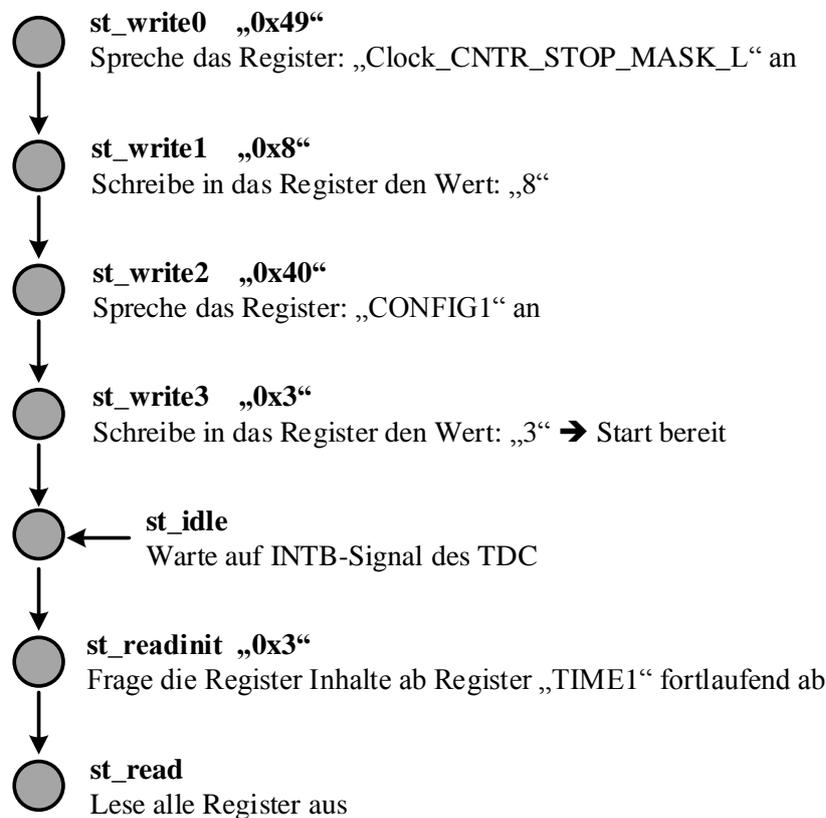


Abbildung 5.6: Ablaufdiagramm der Kommunikation: FPGA und TDC-Chip

Durch das Schreiben des Wertes „8“ in dieses Register in „st_write1“ wird bewirkt, dass der TDC-Chip bei der Zeitmessung erst ein Stop-Signal annimmt, wenn eine Zeit von

$$t_{\text{off,min}} = 8 \frac{1}{f_{\text{Takt}}} = 1 \mu\text{s} \quad (5.3)$$

verstrichen ist. Der TDC-Chip wird von einem externen Taktgeber mit einer Frequenz von

$f_{\text{Takt}} = 8 \text{ MHz}$ versorgt. Die minimale Zeit $t_{\text{off,min}}$ wurde vorgegeben, um Störeinkopplungen auf das Messergebnis zu unterdrücken.

In „st_write2“ wird das „CONFIG1“-Register angesprochen. Durch das Schreiben des Wertes „0x3“ im Zustand „st_write3“ wird der TDC in „Measurement Mode 2“ gesetzt und gleichzeitig wird er startbereit für die Zeitmessung geschaltet. Der „Measurement Mode 2“ ist in [89] detailliert beschrieben.

Nach Setzen des „Start-Bits“ wartet der FPGA im Zustand „st_idle“ auf das „INTB“-Signal des TDCs. Durch eine negative Flanke im „INTB“-Signal signalisiert der TDC, dass eine Zeitmessung abgeschlossen wurde und Messdaten zum Auslesen bereit stehen. Das „INTB“-Signal wird im FPGA gefiltert: Erst wenn für $10 \mu\text{s}$ in Folge das Signal „INTB“ Null ist, geht das FPGA in den nächsten Zustand. Es soll an dieser Stelle verhindert werden, dass Störeinkopplungen durch den IGBT-Schaltvorgang Auswirkungen auf den Programmablauf im FPGA haben können.

Im Zustand „st_readinit“ wird der Wert „0x3“ gesendet: Der TDC schreibt fortlaufend die Daten aller 24-Bit Register beginnend mit „TIME1“ auf den SPI-Bus.

Die gemessene Zeit t_{off} wird folgendermaßen übermittelt:

$$t_{\text{off}} = \text{TIME1} \cdot \text{normLSB} + \text{CLOCK_COUNT1} \cdot \text{CLOCKperiod} - \text{TIME2} \cdot \text{normLSB} \quad (5.4)$$

mit

$$\text{normLSB} = \frac{\text{CLOCKperiod}}{\text{calCount}} \quad \text{mit } \text{CLOCKperiod} = \frac{1}{f_{\text{Takt}}} \quad (5.5)$$

und

$$\text{calCount} = \frac{\text{CALIBRATION2} - \text{CALIBRATION1}}{\text{CALIBRATION2_PERIODS} - 1} \quad (5.6)$$

In „Measurement Mode 2“ setzt sich die Zeitmessung zusammen aus dem Zählen von Takten (CLOCK_COUNT1) des Taktgebers (f_{Takt}) und aus Zeitanteilen eines internen Ring-Oszillators (TIME1 und TIME2) (vgl. [89]). Die Größen CALIBRATION1 und CALIBRATION2, sowie CALIBRATION2_PERIODS sind Ausgangsgrößen einer internen Kalibrierung. Die Berechnung der Zeit t_{off} findet im dSpace-System statt.

Der ADC der Durchlassspannungsmessung kommuniziert ebenfalls über SPI mit dem FPGA. Die SPI Schnittstelle ist galvanisch getrennt über Lichtwellenleiter angeschlossen. Der Abtastvorgang des ADCs wird gesteuert über den Takt des SPIs kommend vom FPGA (vgl. [92]). Bei fallender Flanke des SPI-Chipselect-Signals $U_{\text{CS,ADC}}$ beginnt der ADC eine interne

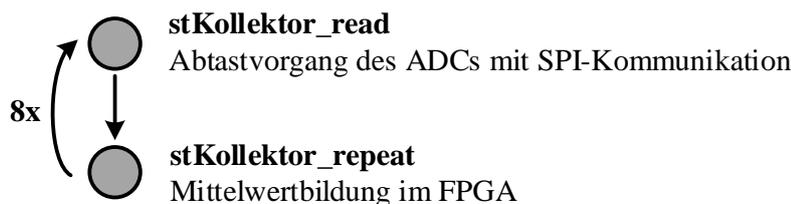


Abbildung 5.7: Ablaufdiagramm der Kommunikation: FPGA und ADC

Kapazität eines internen Abtasthalteglieders aufzuladen. Dieser Vorgang dauert die ersten drei SPI-Takte ($3\mu\text{s}$). Danach wird der analoge Eingang hochohmig geschaltet und die Digitalisierung des analogen Spannungswert läuft ab mit dem SPI-Takt. Das FPGA-Programm befindet sich dabei im Zustand „stKollektor_read“ (vgl. Abb. 5.7). Nach erfolgter Übertragung des 12-Bit ADC-Wertes geht das FPGA-Programm in den Zustand „stKollektor_repeat“. Dort wird der 12-Bit Wert zur Mittelwertbildung gespeichert. Nach einer verstrichenden Zeit von $10\mu\text{s}$ wechselt das FPGA-Programm wieder in den Zustand „stKollektor_read“ zur erneuten Abtastung der Durchlassspannung. Insgesamt wird die Durchlassspannung acht mal abgetastet. Anschließend wird der Mittelwert dieser Spannungsmessung ans dSpace-System übertragen. Der zeitliche Ablauf der ADC-Ansteuerung ist in Abb. 5.8 dargestellt.

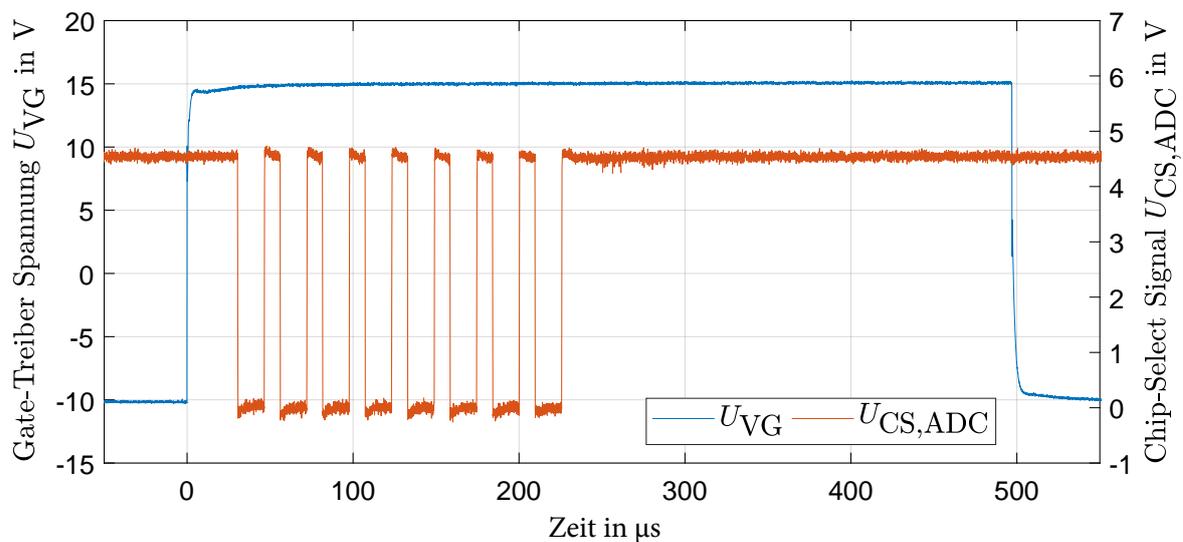


Abbildung 5.8: Zeitpunkt der Abtastung der Durchlassspannung

Nach dem Einschalten $U_{VG} = 15\text{V}$ vergeht eine Zeitdauer von $30,5\mu\text{s}$ bis der FPGA das „Chip-Select“-Signal $U_{CS,ADC}$ der SPI-Kommunikation auf 0V zieht. Die ADC-Abtastung beginnt $\approx 3\mu\text{s}$ nach fallender $U_{CS,ADC}$ -Flanke. Nach $\approx 225\mu\text{s}$ ist die Abtastung von 8-Werten abgeschlossen. Die Mittelwertbildung erfolgt per Addition und „Rechtsschift“ im FPGA.

5.2 Versuchsaufbau mit geöffnetem IGBT-Modul

In diesem Abschnitt wird der Versuchsaufbau mit einem geöffnetem IGBT-Modul beschrieben. Ziel des Versuchs ist es, die über TSEPs bestimmte virtuelle Sperrschichttemperatur einer Infrarot-Kamera Temperaturmessung an der Oberfläche der IGBT-Chips gegenüberzustellen und ggf. zu validieren.

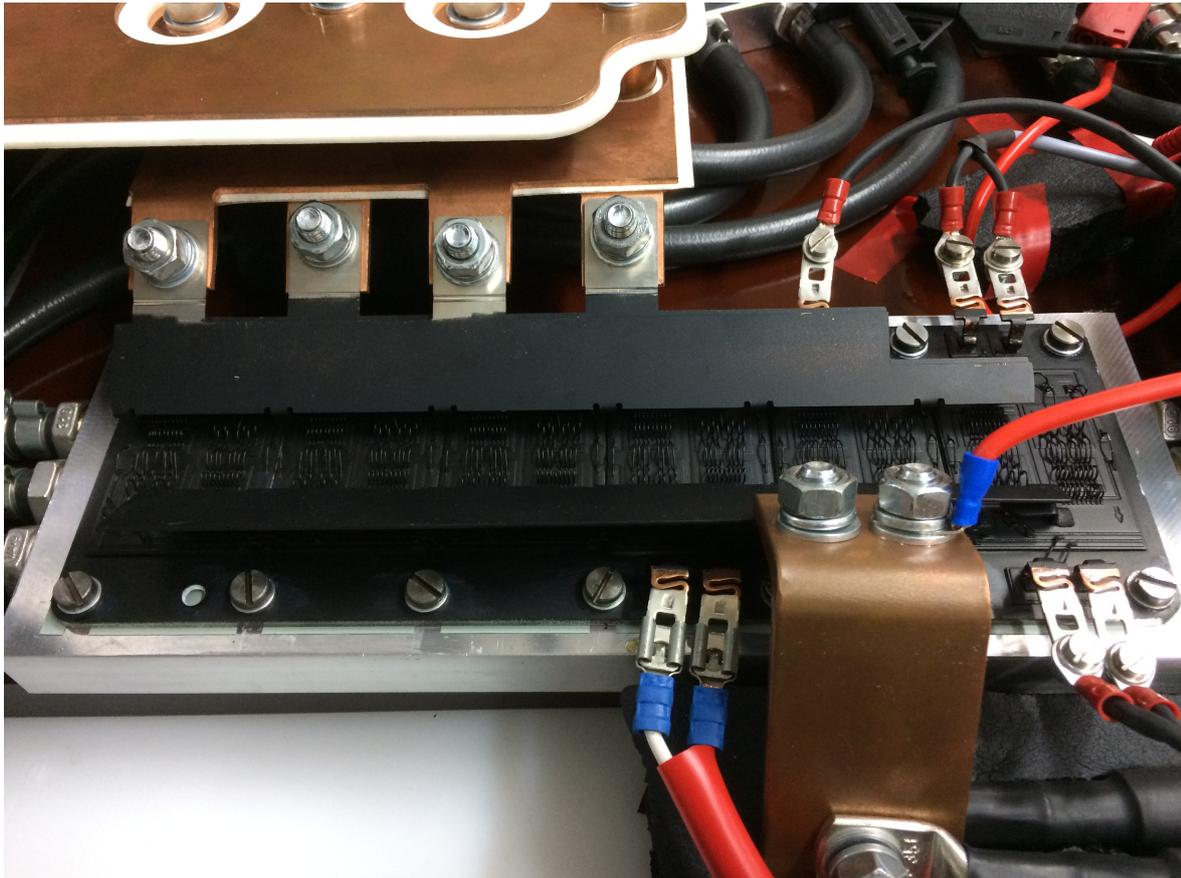


Abbildung 5.9: Zwischenkreisbindung des geöffneten IGBT-Moduls

Dazu wird das geöffnete IGBT-Modul nach Abb. 5.9 möglichst niederinduktiv an den Zwischenkreis angebunden. Das noch offene IGBT-Modul wurde von der Firma Infineon Technologies AG vor dem Montieren des Deckels aus der Produktion entnommen und die Oberfläche wurde schwarz eingefärbt.

Der Versuchsaufbau mit Infrarot Kamera ist in Abb. 5.10 dargestellt. Als Infrarot Kamera wird der Typ IR-TCM384 von der Firma Jenoptik GmbH verwendet. Die Kamera arbeitet mit einer Auflösung von 384x288 Pixel. Die Auswertung der Thermogramme erfolgt mit der Software IRBIS 3 professional. Die Triggerung durch das FPGA wird mit der VarioCam hr BreakoutBox durchgeführt.

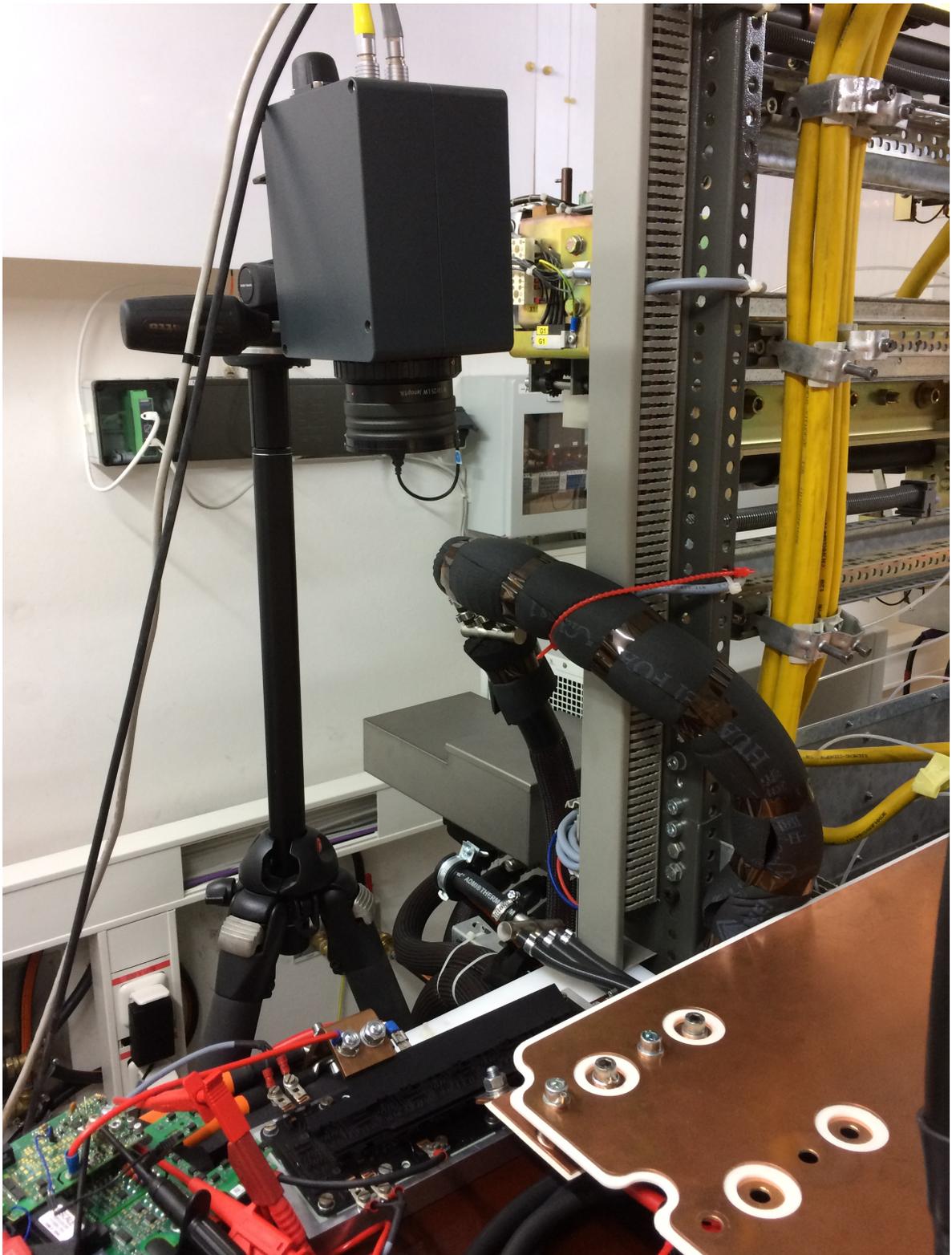


Abbildung 5.10: Geöffnetes IGBT-Modul mit Infrarot Kamera

5.3 Geteilter Kühlkörper

In Abschnitt 6.3.4 werden Versuche mit einer Temperaturgradiente im IGBT-Modul durchgeführt. Dazu wird das IGBT-Modul auf einen geteilten und thermisch entkoppelten Kühlkörper nach Abb. 5.11 geschraubt.

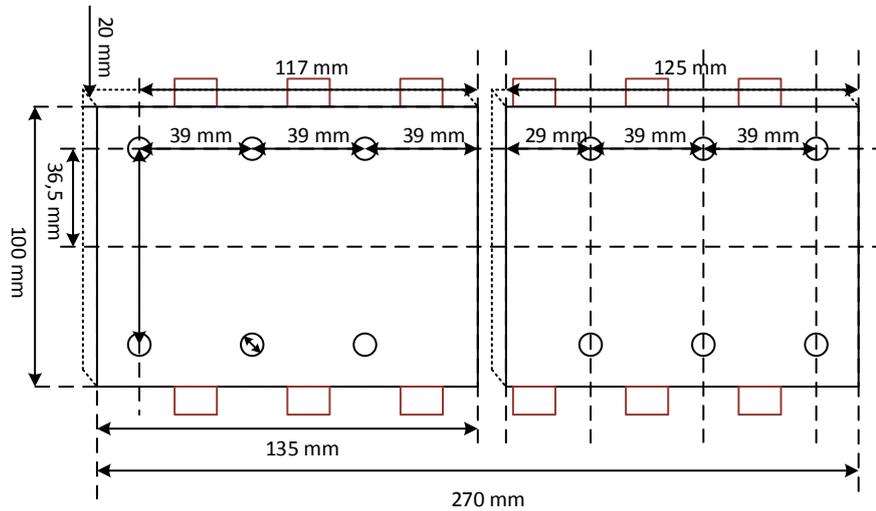


Abbildung 5.11: Zeichnung des getrennten Kühlkörpers

An den Kühlkörper sind zwei verschiedene Kreisläufe angeschlossen, die dazu in der Lage sind, den jeweiligen Kühlkörper zu heizen oder zu kühlen (vgl. Abb. 5.12).



Abbildung 5.12: Geöffnetes IGBT-Modul auf getrenntem Kühlkörper

5.4 Zusammenfassung des Kapitels

Auf dem Versuchsstand wird das IGBT-Modul FF1000R17IE4 in einer Vollbrückenordnung betrieben. Die Halbbrücke, die in dieser Arbeit untersucht wird, schaltet mit einer Frequenz von 1 kHz und einem Tastgrad von 50%. Durch die Regelung des Tastgrades der anderen Halbbrücke lassen sich Ströme mit beliebiger Amplitude und Frequenz in die Induktivität einprägen.

Die Ansteuerung der Gate-Treiber und der Messplatine erfolgt über Lichtwellenleiter, um Störeinkopplungen in der Datenkommunikation zu minimieren. Die zeitliche Zuordnung zwischen Messzeitpunkt und Verarbeitung der Messgröße wurde ebenfalls in diesem Kapitel diskutiert.

In dieser Arbeit wird ein geöffnetes IGBT-Modul auf dem Versuchsstand betrieben, um mit Hilfe einer Infrarot Kamera im Schaltbetrieb die Oberflächentemperatur der Leistungshalbleiter zu messen.

6 Auswertung der temperatursensitiven Parameter

In diesem Kapitel werden die temperatursensitiven Parameter Durchlassspannung $U_{CE,on,e}$ und Ausschaltzeit t_{off} mit der Messplatine gemessen. Dazu wird das geöffnete IGBT-Modul im Einzelpulsversuch und im PWM-Betrieb betrieben (vgl. Kap. 6.3 und 6.4).

Zunächst wird für das geöffnete IGBT-Modul ein Arbeitspunkt definiert und die Oberflächentemperaturen der Leistungshalbleiter mit der Infrarotkamera im PWM-Betrieb untersucht. Anschließend wird die Streuung der Messwerte betrachtet.

Anhand von Einzelpulsversuchen werden die Abhängigkeiten der Ausschaltzeit t_{off} vermessen. Ziel der Untersuchungen dieses Kapitels ist es, die virtuelle Sperrschichttemperatur anhand der Ausschaltzeit t_{off} zu bestimmen. Das Kapitel schließt ab mit der Betrachtung von zwei Kalibrierungsmethoden, um die virtuelle Sperrschichttemperatur im PWM-Betrieb über die Ausschaltzeit t_{off} zu bestimmen.

6.1 Temperaturverläufe am geöffneten IGBT-Modul im PWM-Betrieb

In diesem Kapitel wird zunächst das geöffnete IGBT-Modul auf einem durchgehenden Kühlkörper untersucht. Mit Hilfe der Infrarot Kamera wird gemessen, wie weit die mittleren Oberflächentemperaturen (z.B. $\overline{T_{LS,x}}$) der IGBTs und der Dioden von der gemessenen NTC-Temperatur T_{NTC} des IGBT-Moduls im PWM-Betrieb abweichen. Weiterhin wird der Temperaturübergang von IGBT und Diode bei positiver und negativer Stromhalbwelle dargestellt. Da beim geöffnetem IGBT-Modul die isolierende Silikonschicht fehlt, darf nur eine geringe Zwischenkreisspannung U_{Zk} angelegt werden. Es wird dabei der folgende Arbeitspunkt für den PWM-Betrieb ausgewählt:

Arbeitspunkt:

- Zwischenkreisspannung $U_{Zk} = 250 \text{ V}$
- Amplitude des Phasenstroms in der Induktivität $\hat{I}_L = 400 \text{ A}$
- Grundfrequenz des Stroms $f_G = 1 \text{ Hz}$
- Schaltfrequenz $f_S = 1 \text{ kHz}$
- Tastgrad $D = 0,5$

Die Zwischenkreisspannung steigt nach Abb. 6.4 im PWM-Betrieb auf bis zu 265 V. Als Grundfrequenz f_G für den Strom wird 1 Hz gewählt, damit die Infrarot-Kamera mit einer Bildfrequenz von 50 Hz noch 25 Bilder während einer betrachteten Stromhalbwellen machen kann. Für die Stromamplitude \hat{I}_L wird nur 400 A gewählt, damit die Schwingung der Zwischenkreisspannung begrenzt bleibt (vgl. Abb. 6.4). Die Stromregelung erfolgt durch Tastgradanpassung in dem anderen Halbbrückenmodul der Vollbrücke. Während des PWM-Betriebs ist das Temperiergerät Julabo Presto aktiv (vgl. Kap. 5), um den Kühlkörper auf 30°C zu halten. In Abb. 6.1 ist ein Thermogramm des geöffneten IGBT-Moduls zum Zeitpunkt $t = 3,34 \text{ s}$ dargestellt. Zu diesem Zeitpunkt beträgt der Phasenstrom $I_L = 342,25 \text{ A}$. Die Rechteck-Messstellen

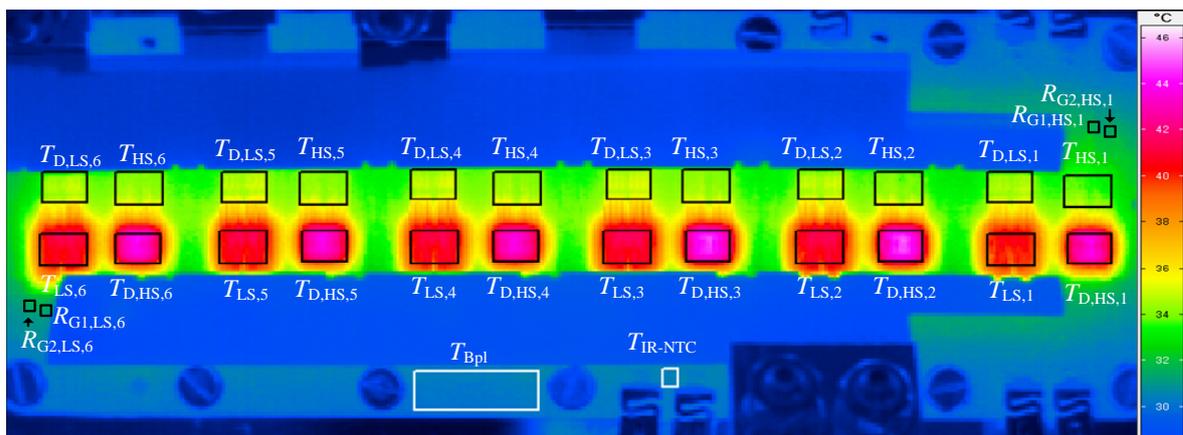


Abbildung 6.1: Definition der Messstellen auf dem Thermogramm, Zeitpunkt der Aufnahme: $t = 3,34 \text{ s}$, $I_L = 342,25 \text{ A}$

für die Auswertung der mittleren Oberflächentemperaturen der IGBTs und Dioden sind in diesem Thermogramm definiert. Die Berechnung der mittleren Oberflächentemperatur zu jedem Zeitaugenblick anhand der Rechteck-Messstellen erfolgt mit Hilfe der Software IRBIS 3 professional. Da die IR-Kamera vom dspace-System getriggert wird, können die mittleren Oberflächentemperaturen und der Phasenstrom I_L zeitlich zueinander korreliert werden. Die meisten internen Gate-Widerstände sind in Abb. 6.1 durch die Kupferschienen verdeckt. Für den Low-Side IGBT $T_{LS,6}$ und den High-Side IGBT $T_{HS,1}$ sind die internen Gate-Widerstände in Abb. 6.1 dargestellt (vgl. Abb. 2.2). Die Betrachtung des Temperaturverlaufs der messbaren internen Gate-Widerstände erfolgt in Abb. 7.7.

Die mittleren Oberflächentemperaturen der Lowside-IGBTs sind in Abb. 6.2 dargestellt. Die Temperaturmessung T_{NTC} durch den NTC wurde mittels einzelner Aufheizvorgänge auf die Temperatur der IR-Kamera Messung kalibriert.

Auf Grund des Stromflusses I_L erwärmt sich der einzelne IGBT z.B. um $\Delta \overline{T}_{LS,3} = 7,55 \text{ K}$

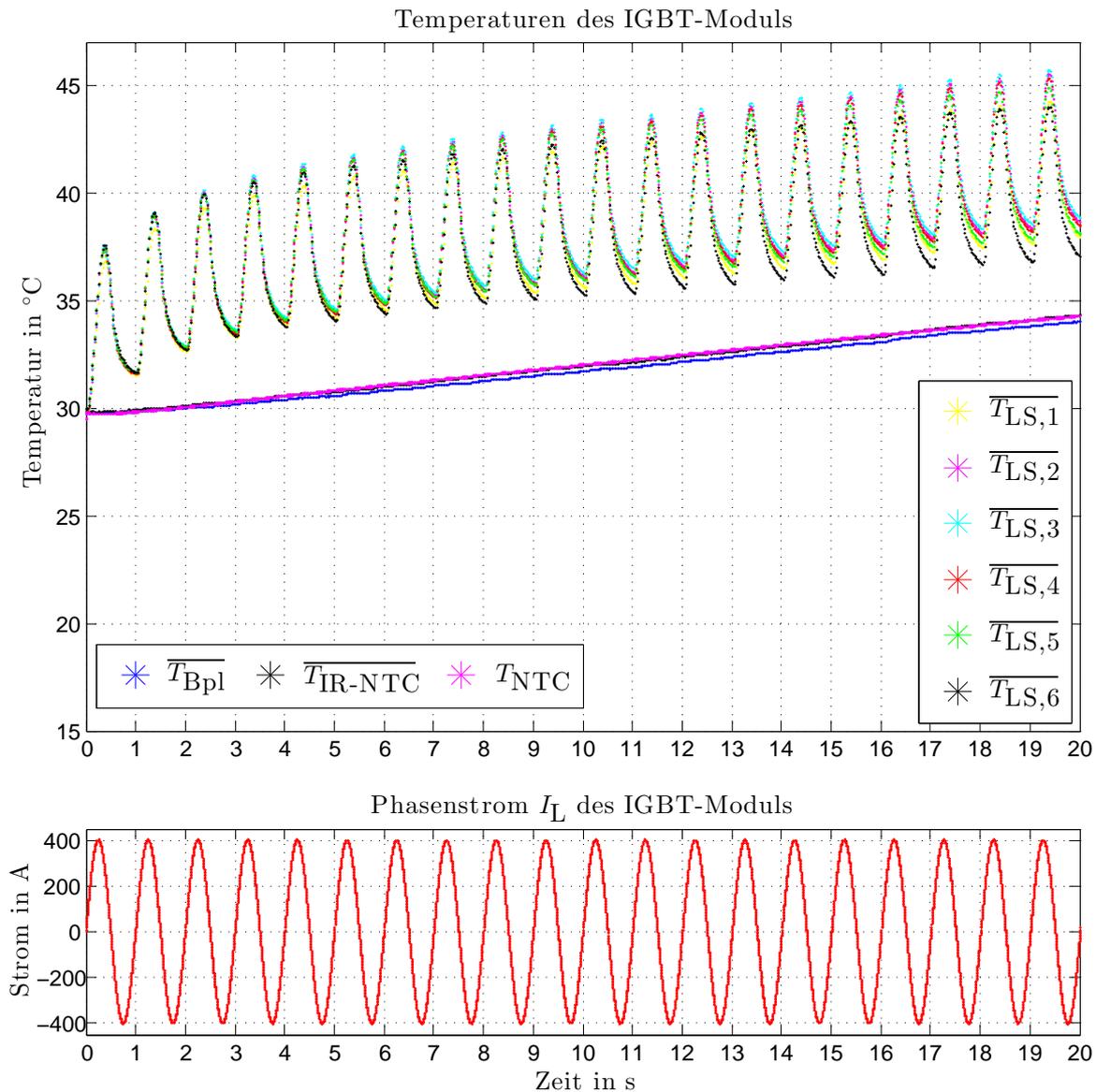


Abbildung 6.2: Betrachtung der mittleren Oberflächentemperaturen der Lowside IGBTs

bei $t = 0,38$ s. Dieser Temperaturhub wird durch den NTC-Widerstand T_{NTC} nicht erfasst. Es ergibt sich eine maximale Abweichung im Bereich von $\overline{T_{LS,3,max}} - T_{NTC} = 11,1$ K bei $t = 11,34$ s. Die Abweichung zwischen NTC-Temperatur T_{NTC} und den zyklischen Temperaturminima nimmt ebenfalls mit der Zeit t zu. Sie beträgt für $\overline{T_{LS,3,min}} - T_{NTC} = 4,2$ K bei $t = 11,04$ s.

Weiterhin zeigt sich, dass sich mit zunehmender Zeit t Temperaturunterschiede zwischen den einzelnen IGBTs entwickeln. Den geringsten zyklischen Temperaturverlauf hat $\overline{T_{LS,6}}$, da dieser sich in Abb. 6.1 am linken Rand des IGBT-Moduls befindet. Der Grund dafür ist, dass an dieser Stelle das Kühlmedium in den Kühlkörper fließt. Der wärmste zyklische Temperaturverlauf ist $\overline{T_{LS,3}}$, da sich dieser IGBT in der Mitte des IGBT-Moduls befindet und sich dort die abgegebene Wärme von benachbarten IGBTs staut.

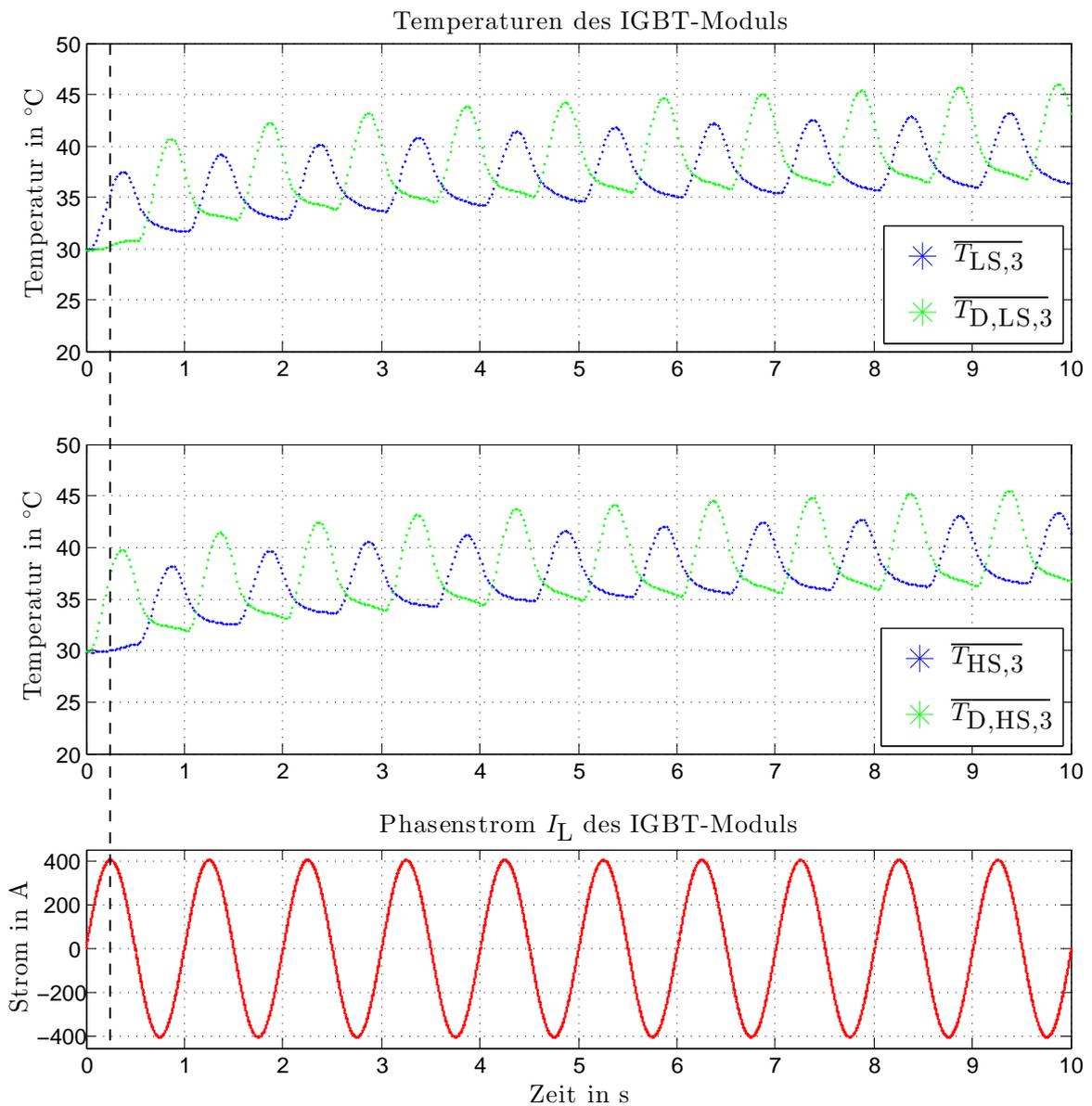


Abbildung 6.3: Kommutierung des Stroms I_L zwischen IGBT und Diode mit Temperaturübergang

Für einen zeitlichen Ausschnitt von 10 s ist der Temperaturübergang zwischen dem IGBT und seiner antiparallelen Diode in Abb. 6.3 dargestellt. Die Diode erreicht auf Grund ihrer geringeren Chipfläche höhere Spitzentemperaturen als der IGBT.

Weiterhin zeigt sich, dass das Strommaximum $I_{L,max}$ dem Temperaturmaximum $\overline{T_{LS,3,max}}$ voreilt (Linie bei $t = 0,25$ s). Dies ist erwartungsgemäß so, da die Verluste auf Grund des Stromflusses I_L zu einem Anstieg der Temperatur $\overline{T_{LS,3,max}}$ führen.

Die Messergebnisse in Abb. 6.2 zeigen, dass die Auswertung des NTC-Widerstands alleinig keinesfalls ausreicht, um eine Aussage zu machen über die Belastung des Leistungshalbleiters durch den zyklischen Temperaturverlauf bei dem gewählten Phasenstrom.

6.2 Temperaturverlauf mit TSEP-Messung

Die Messschaltung aus Kapitel 4 misst im PWM-Betrieb die Ausschaltzeit t_{off} und die Durchlassspannung $U_{\text{CE,on,e}}$. Es wird hier derselbe Arbeitspunkt wie in Abschnitt 6.1 verwendet. Die Zwischenkreisspannung U_{Zk} wird vom dspac-System mit dem differentiellen Span-

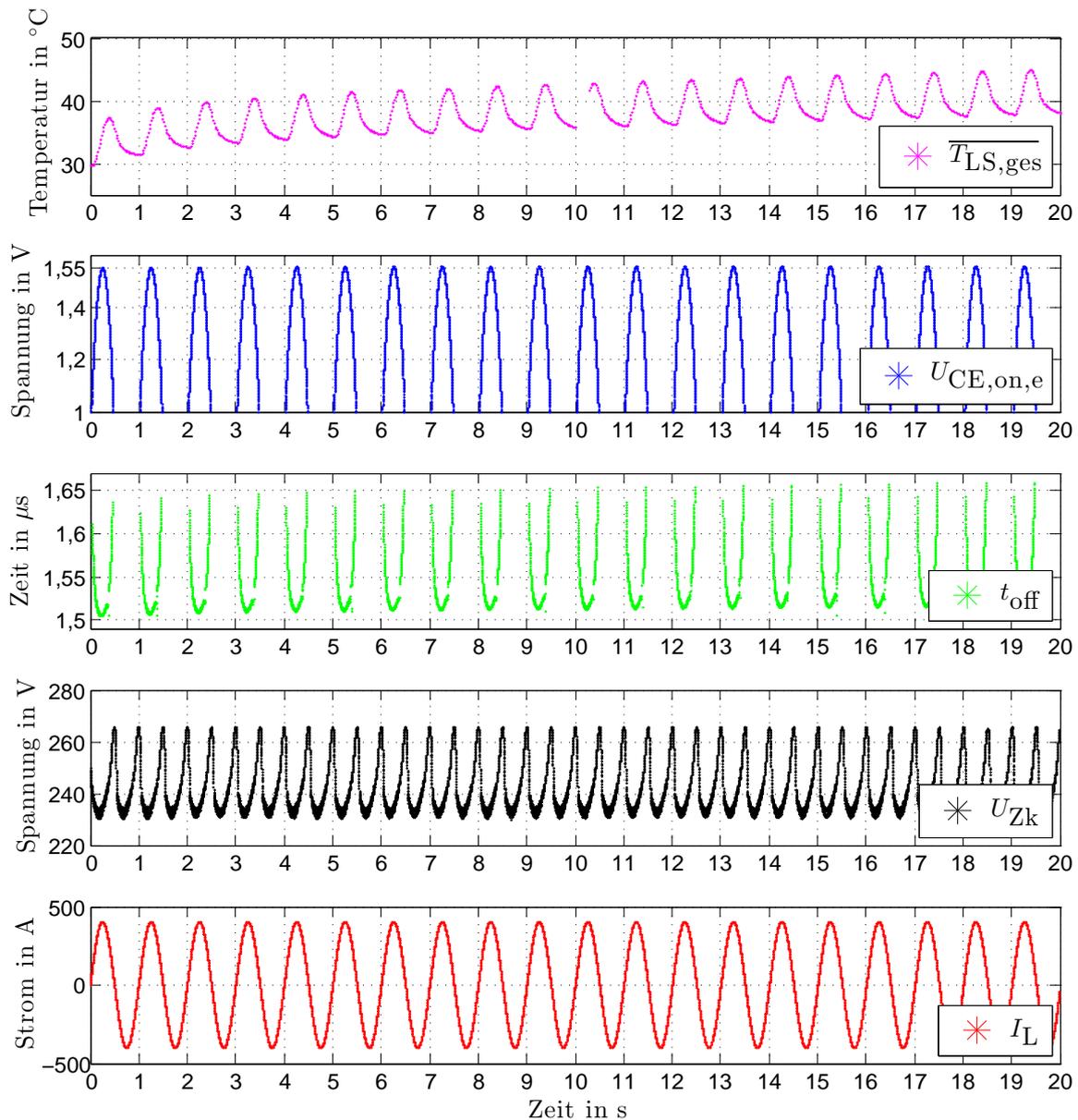


Abbildung 6.4: PWM-Betrieb mit Messung der Ausschaltzeit t_{off} und der Durchlassspannung $U_{\text{CE,on,e}}$

nungstastkopf TESTEC TTSI9002 erfasst. Die Messung des Phasenstroms I_{L} erfolgt mit dem LEM-Wandler nach Kap. 5. Die Infrarot Kamera wird wie in Abschnitt 6.1 getriggert, zur Messung der mittleren Oberflächentemperaturen der sechs IGBTs $\overline{T}_{\text{LS},1}$ bis $\overline{T}_{\text{LS},6}$. An-

schließlich wird aus den Temperaturen $\overline{T_{LS,x}}$ die mittlere Gesamtoberflächentemperatur $\overline{T_{LS,ges}}$ bestimmt.

Die Messung der Durchlassspannung $U_{CE,on,e}$ und der Ausschaltzeit t_{off} erfolgt bei positiver Stromhalbwelle von I_L . Mit steigendem Strom I_L nimmt die Durchlassspannung $U_{CE,on,e}$ zu und die Ausschaltzeit t_{off} ab. Die Ausschaltzeit t_{off} ist für Ströme $I_L > 100\text{ A}$ dargestellt.

Die Abhängigkeiten $t_{off}(I_L, U_{Zk}, \overline{T_{LS,ges}})$ und $U_{CE,on,e}(I_L, \overline{T_{LS,ges}})$ werden in Kap. 6.3 bzw. Kap. 6.6 noch eingehend untersucht.

Zusätzlich zeigen sich Unterbrechungen in den Messkurven für t_{off} . Die Ursache dafür ist, dass auf Grund von Störeinkopplungen an diesen Stellen starke Abweichungen von der Messkurve vorhanden sind. Daher wurden in Abb. 6.4 alle Messwerte für $t_{off} < 1,50\mu\text{s}$ ausgeblendet.

6.2.1 Betrachtung von Störeinkopplung

Im Zeitbereich $0,34 < t < 0,38\text{ s}$ tritt das Problem durch Störeinkopplung in Abb. 6.5 auf. In diesem Zeitbereich werden zu kleine Ausschaltzeiten t_{off} gemessen. In diesem Bereich beträgt die kleinste gemessene Ausschaltzeit $t_{off}(t = 0,369\text{ s}) = 1,036\mu\text{s}$. Während die Störeinkopp-

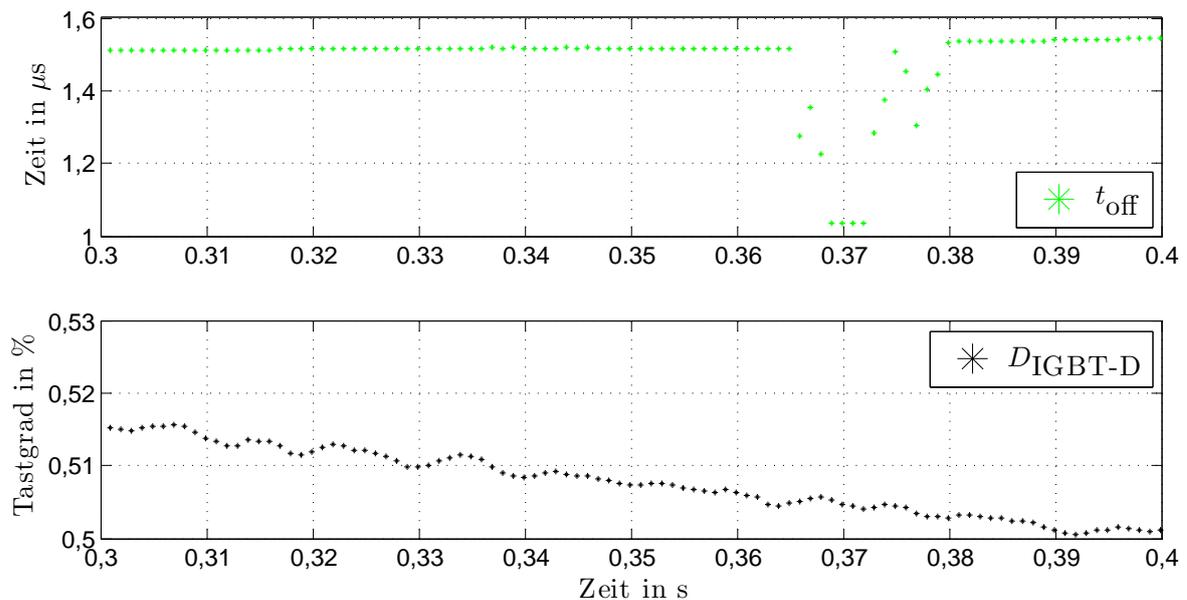


Abbildung 6.5: Betrachtung des Problems der Störeinkopplung bei der Ausschaltzeitmessung t_{off}

lung auftritt, beträgt der Tastgrad D des IGBT-Moduls auf der anderen Seite der Vollbrücke $D(t = 0,34\text{ s}) = 50,84\%$ und $D(t = 0,38\text{ s}) = 50,28\%$. Verglichen mit dem Ablaufdiagramm in Abb. 5.5 (symmetrische Modulation) zeigt sich, dass der Lowside-Schalter des IGBT-Moduls der anderen Vollbrückenseite $4,2\mu\text{s}$ bis $1,4\mu\text{s}$ vor dem untersuchten IGBT-Modul abschaltet. Nach dem Abschalten des Lowside-Schalters des gegenüberliegenden IGBT-Moduls kommt es nach einer Totzeit von $3\mu\text{s}$ zu einem Einschaltvorgang des gegenüberliegenden Highside-Schalters. Wird zusätzlich eine Gate-Treiber-Verzugszeit $\approx 100\text{ ns}$ und eine Zeitdauer des

IGBT-Schaltvorgangs von $\approx 1,5\mu\text{s}$ angenommen, so kann angenommen werden, dass durch das gegenüberliegende IGBT-Modul durch Störeinkopplung ein fehlerhaftes Stop-Signal für die Ausschaltzeitmessung t_{off} generiert wird.

Um die Probleme durch Störeinkopplung zu verringern, wurden für die Messung in Abb. 6.4, 6.5 und 6.6 bereits folgende Maßnahmen getroffen: Kommunikation über Lichtwellenleiter, Messung des Stop-Signals durch eine Rogowski-Spule (vgl. Kap. 3.4), Vorgabe einer minimalen Ausschaltzeit $t_{\text{off,min}} = 1\mu\text{s}$ in der Programmierung bis ein Stop-Signals angenommen werden kann. Um das Problem der Störeinkopplungen weiter zu unterdrücken kann $t_{\text{off,min}}$ angehoben werden oder die fehlerhaften Daten für $t_{\text{off}} < 1,5\mu\text{s}$ in der weiteren Datenverarbeitung aussortiert werden.

6.2.2 Streuung der Messwerte

In Abb. 6.6, links sind die gemessene Durchlassspannung $U_{\text{CE,on,e}}$ und die Ausschaltzeit t_{off} für die erste positive Stromhalbwelle dargestellt. Die Durchlassspannung $U_{\text{CE,on,e}}$ folgt sinusförmig dem Strom I_{L} . Die Temperaturabhängigkeit von der virtuellen Sperrschichttemperatur ist in dieser Darstellung für $U_{\text{CE,on,e}}(T_{\text{vj}})$ nicht erkennbar. Die Kurvenform der Ausschaltzeit t_{off} ist nicht symmetrisch, da die Ausschaltzeit zunimmt, auf Grund des Anstiegs der virtuellen Sperrschichttemperatur.

In Abb. 6.6, rechts soll das Messrauschen betrachtet werden. Dazu werden zunächst die einzelnen Messpunkte interpoliert. Die Messpunkte von $U_{\text{CE,on,e}}$ und I_{L} werden durch einen Sinusterm

$$f(t) = a_1 \cdot \sin(b_1 \cdot t + c_1) \quad (6.1)$$

angenähert. Die Größen a_1 , b_1 , c_1 und R^2 wurden mit der Matlab Curve Fitting Toolbox

$U_{\text{CE,on,e}}$	$a_1 = 1,549$	$b_1 = 3,803$	$c_1 = 19,47$	$R^2 = 0,9139$
I_{L}	$a_1 = 401,3$	$b_1 = 6,076$	$c_1 = 18,9$	$R^2 = 0,8903$

ermittelt. Dabei ist R^2 das Bestimmtheitsmaß der Interpolation. Für die Messdaten von t_{off} wurde eine „Smoothing Spline“-Interpolation mit $R^2 = 0,6678$ gewählt.

Die Messdaten von $U_{\text{CE,on,e}}$ haben Diskretisierungsstufen von $\approx 0,748\text{mV}$. Die maximale Abweichung zur Interpolationslinie beträgt $\approx 0,9\text{mV}$ bei $t = 0,241\text{s}$. Der RMSE-Wert (vgl. Gl. 6.11) beträgt $0,44\text{mV}$.

Die Messdaten der Ausschaltzeitmessung t_{off} streuen mit einem RMSE-Wert von $0,49\text{ns}$ um die Interpolationslinie. Die Strommessung I_{L} hat eine RMSE-Abweichung von $0,34\text{A}$ zur Interpolationslinie.

Die Werte für $U_{\text{CE,on,e}}$ und t_{off} sind außerdem um zwei Zeitschritte verschoben worden, entsprechend der Zuordnung in Abb. 5.5.

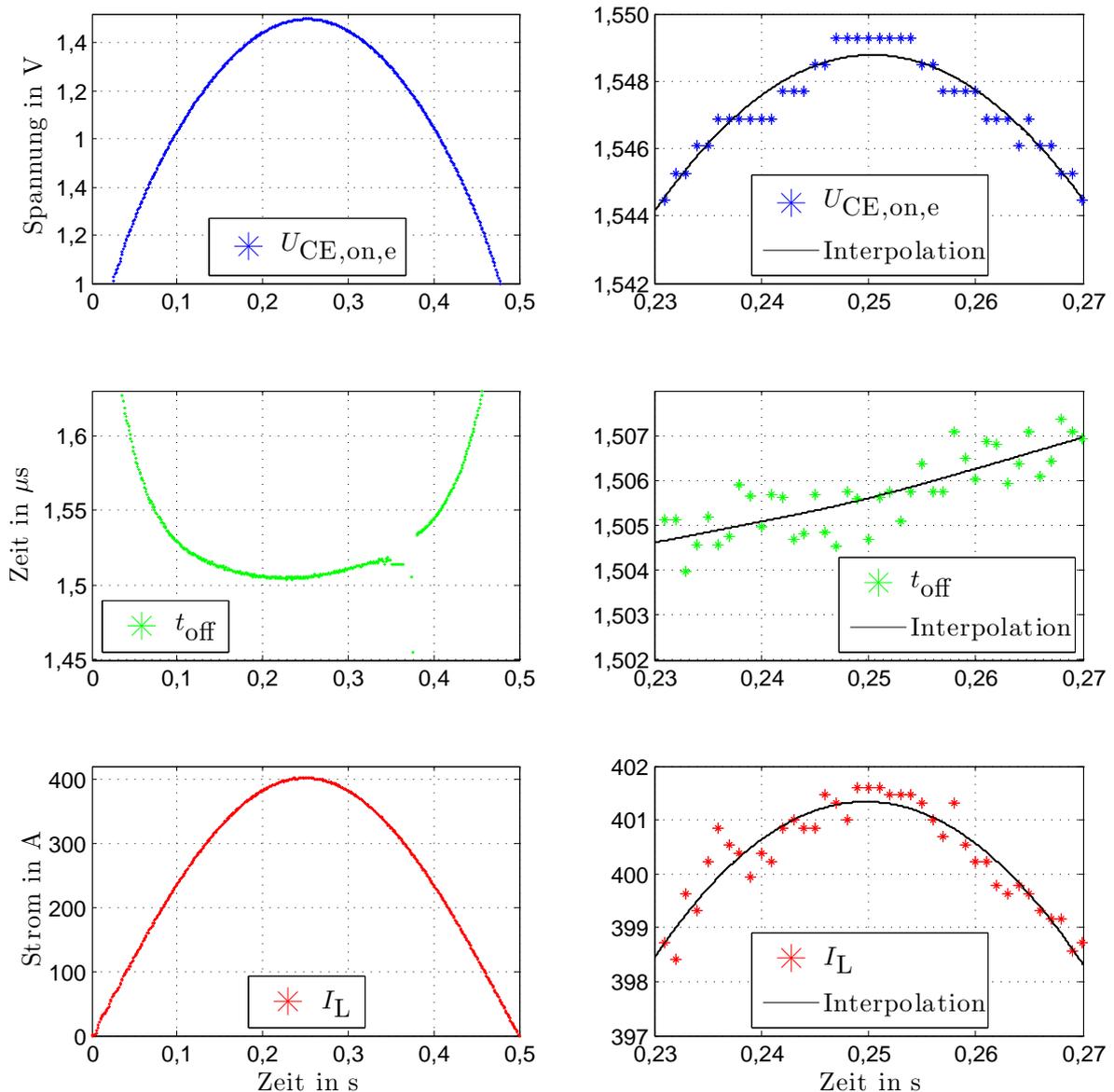


Abbildung 6.6: Betrachtung der TSEPs-Kurvenform und des Messrauschens

6.3 Einzelpulsversuche

Bei Einzelpulsversuchen wird der Zwischenkreiskondensator von der Netzseite mit einer Vorladeschaltung getrennt. Im Folgenden soll die Ausschaltzeit t_{off} des Lowside-IGBTs in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung U_{Zk} , des Phasenstroms I_L und der virtuellen Sperrschichttemperatur T_{vj} vermessen werden. Daher wird der Lowside-IGBT, sowie der Highside-IGBT der gegenüber liegenden Halbbrücke für eine bestimmte Zeit eingeschaltet. Da dadurch die Zwischenkreisspannung an der Induktivität anliegt, steigt der Strom I_L an, während sich der Zwischenkreiskondensator etwas entlädt (vgl. Abb. 6.7). Sobald der Sollstrom $I_{L,soll}$ erreicht ist, schaltet der betrachtete Lowside-IGBT ab und der Strom I_L fließt auf

den Highside-Leistungshalbleitern (Diode und gegenüberliegender IGBT) im Freilauf.

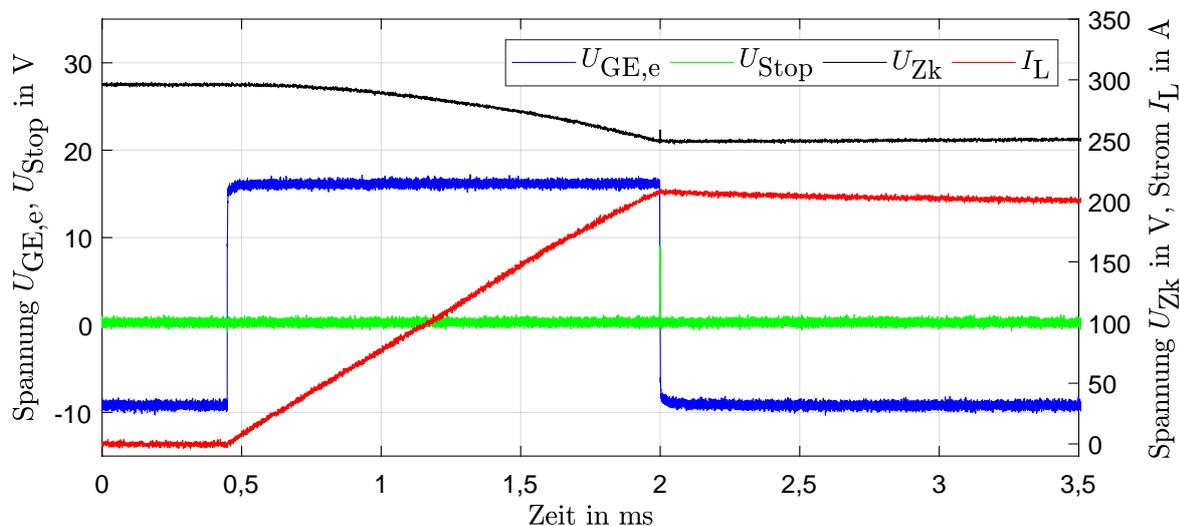


Abbildung 6.7: Einzelpuls mit $U_{Zk} = 250\text{ V}$ und $I_L = 200\text{ A}$ im Ausschaltvorgang

Da die Leitdauer des Lowside-IGBTs kurz ist (1,6 ms in Abb. 6.7), ist die Eigenerwärmung während der Einschaltdauer gering. Da mit der getriggerten Infrarotkamera keine Eigenerwärmung $> 1\text{ K}$ bei den betrachteten Arbeitspunkten gemessen wurde (vgl. Tab. A.2) wird die Eigenerwärmung in dieser Betrachtung vernachlässigt. Es gilt daher näherungsweise, dass die mittlere Oberflächentemperatur $\overline{T_{R4}}$ (vgl. Abb. 6.8) der virtuellen Sperrschichttemperatur T_{vj} entspricht. Es wird im Folgenden die Bodenplatte des geöffneten IGBT-Moduls durch die

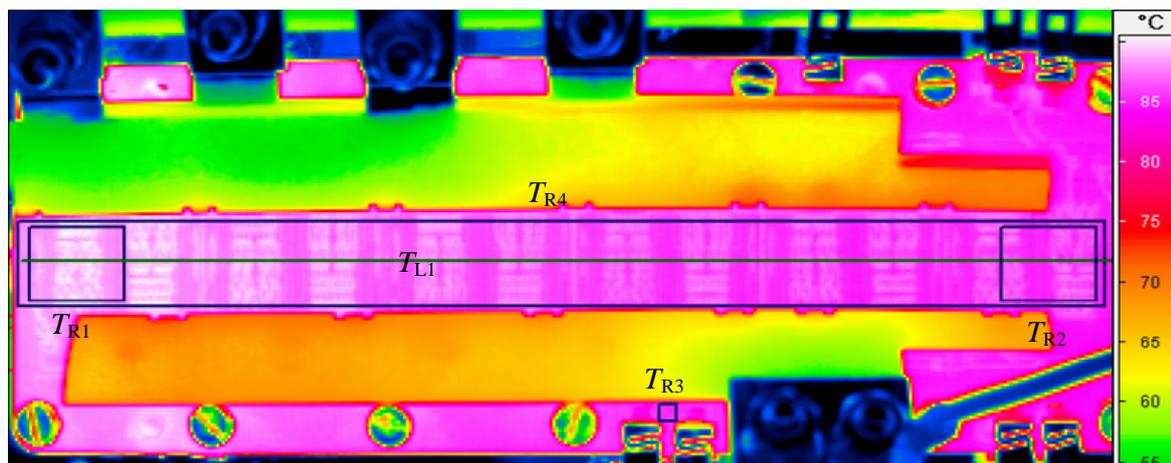


Abbildung 6.8: Thermogramm, Aufheizung der Bodenplatte, mittlere Temperatur: $\overline{T_{R4}} = 86,84^\circ\text{C}$

Temperieranlage Julabo Presto LH50 geheizt (vgl. Kap. 5). Anschließend werden Einzelpulse bei verschiedenen Zwischenkreisspannungen U_{Zk} und Phasenströmen I_L durchgeführt. Da der Phasenstrom bis zum Ausschaltvorgang durch den betrachteten IGBT fließt, wird dieser Strom in dieser weiteren Betrachtung Kollektorstrom I_C genannt.

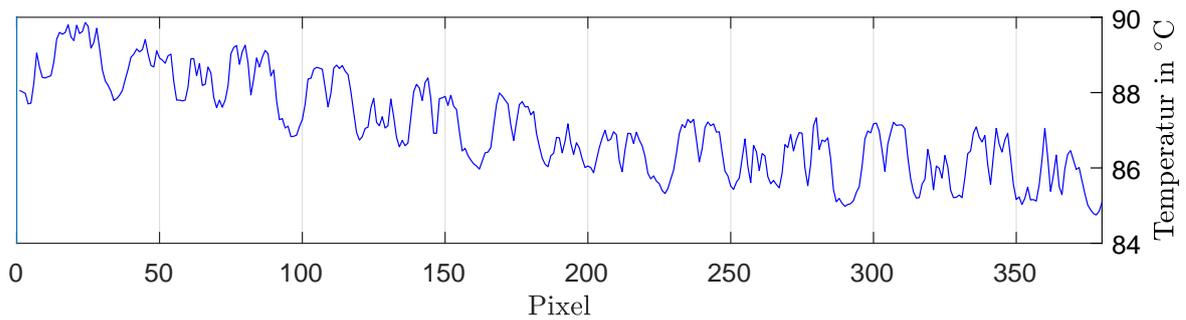


Abbildung 6.9: Temperaturverlauf entlang T_{L1}

Ein Thermogramm des geheizten IGBT-Moduls für $\overline{T_{R4}} = 86,95^\circ\text{C}$ ist in Abb. 6.8 dargestellt. Die Bodenplatte ist auf der linken Seite um $\overline{T_{R1}} - \overline{T_{R2}} = 88,80^\circ\text{C} - 86,01^\circ\text{C} = 2,79\text{K}$ wärmer als auf der rechten Seite, da an der linken Seite die heizende Flüssigkeit in den Heizkörper fließt. Die Definition der Messstellen T_{R1} bis T_{R4} dienen zur weiteren Messung der mittleren Oberflächentemperatur während des Abkühlvorgangs in Abschnitt 6.3.3.

6.3.1 Kalibrierung

Zur Vermessung der Abhängigkeiten $t_{\text{off}}(I_C, U_{Zk}, T_{vj})$ werden die folgenden Sollgrößen angefahren:

$$I_{C,\text{soll}} = \{100\text{ A}, 150\text{ A}, 200\text{ A}, 300\text{ A}\} \quad (6.2)$$

$$U_{Zk,\text{soll}} = \{200\text{ V}, 250\text{ V}, 300\text{ V}\} \quad (6.3)$$

$$\overline{T_{R4}} = \{29,55^\circ\text{C}, 58,38^\circ\text{C}, 86,84^\circ\text{C}\} \quad (6.4)$$

Dabei entspricht $T_{vj} = \overline{T_{R4}}$, da jegliche Eigenerwärmung durch Verlustleistung im betrachteten IGBT vernachlässigt wird. Die Messdaten der Ausschaltzeit t_{off} in Abhängigkeit der Größen T_{vj} , I_C und U_{Zk} ist in Abb. 6.10 und Tab. A.2 dargestellt. Der Strom $I_{C,\text{soll}}$ wird durch die Stromregelung im FPGA eingestellt (vgl. Kap. 5). Während der Strom I_C ansteigt, nimmt die Zwischenkreisspannung U_{Zk} ab (vgl. Abb. 6.7). Für die Sollgrößen nach Gl. 6.2 und 6.3 können folgende mittleren Messpunkte $\overline{I_C}$, $\overline{U_{Zk}}$ in Abb. 6.10 angefahren werden.

$$\begin{aligned} \overline{I_C} &= \{100,99\text{ A}, 151,28\text{ A}, 200,59\text{ A}, 300,51\text{ A}\}, \sigma = \{1,32\text{ A}, 1,37\text{ A}, 1,42\text{ A}, 0,93\text{ A}\} \\ \overline{U_{Zk}} &= \{199,43\text{ V}, 249,62\text{ V}, 299,32\text{ V}\}, \sigma = \{0,59\text{ V}, 1,21\text{ V}, 1,44\text{ V}\} \end{aligned}$$

Über alle Messpunkte streut der Messpunkt des Stroms I_C mit einer mittleren Standardabweichung von $\sigma(I_C) = 1,26\text{ A}$ um den jeweiligen Mittelwert des Sollwerts bei $I_{C,\text{soll}}$. Bei der Spannung U_{Zk} beträgt die Streuung $\sigma(U_{Zk}) = 1,08\text{ V}$. Für jeden Messpunkt in Abb. 6.10

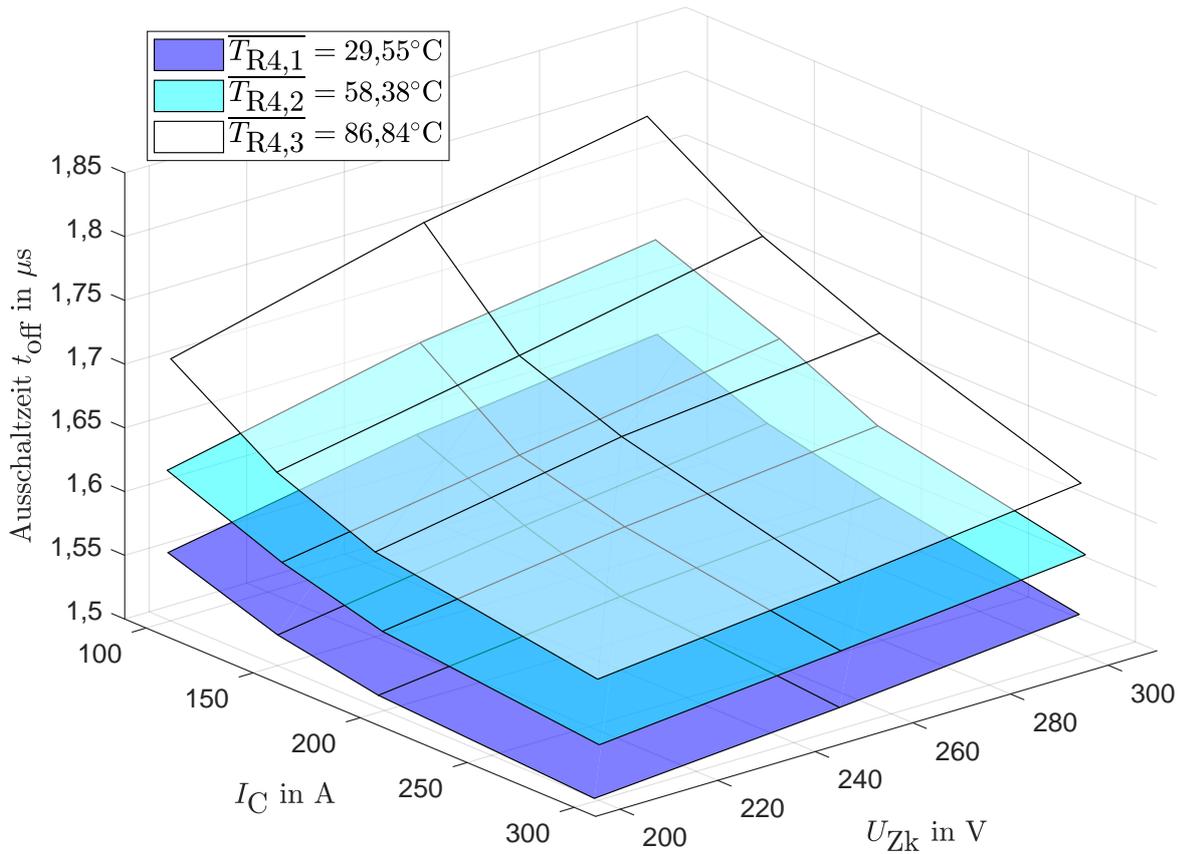


Abbildung 6.10: Ausschaltzeit t_{off} in Abhängigkeit von: T_{vj} , I_{C} und U_{Zk} im Einzelpulsversuch

findet nur eine Messung von t_{off} , I_{C} U_{Zk} statt. Es findet keine Mittelwertbildung an den Messpunkten statt. Es ergeben sich aus den Messungen in Abb. 6.10 die folgenden Sensitivitäten der Ausschaltzeit t_{off} in Abb. 6.11 an den jeweiligen Messpunkten. Für die Sensitivität S gilt:

$$S_{\Delta T1} = \frac{t_{\text{off}}(I_{\text{C}}, U_{\text{Zk}}, \overline{T_{\text{R4},2}}) - t_{\text{off}}(I_{\text{C}}, U_{\text{Zk}}, \overline{T_{\text{R4},1}})}{\overline{T_{\text{R4},2}} - \overline{T_{\text{R4},1}}}, \quad S_{\Delta T2} = \frac{t_{\text{off}}(I_{\text{C}}, U_{\text{Zk}}, \overline{T_{\text{R4},3}}) - t_{\text{off}}(I_{\text{C}}, U_{\text{Zk}}, \overline{T_{\text{R4},2}})}{\overline{T_{\text{R4},3}} - \overline{T_{\text{R4},2}}} \quad (6.5)$$

Der Wert für $S_{\Delta T1}$ und $S_{\Delta T2}$ ist in Abb. 6.11 gegenüber den Stromsollwert $I_{\text{C,soll}}$ bzw. gegenüber dem Spannungssollwert $U_{\text{Zk,soll}}$ auf der horizontalen Achse aufgetragen. Nach Abb. 6.11 liegt die Sensitivität $S_{\Delta T_x}$ im Bereich von 1,4 ns/K bis 3,4 ns/K. Die Sensitivität $S_{\Delta T_x}$ nimmt mit dem Strom I_{C} ab und mit der Spannung U_{Zk} zu.

Die mittlere Sensitivität $\overline{S_I}$ vom Strom I_{C} wird anhand der Messergebnisse für $\overline{T_{\text{R4},2}} = 58,38^\circ\text{C}$ und $U_{\text{Zk}} = 250\text{ V}$ abgeschätzt:

$$\overline{S_I} = \frac{t_{\text{off}}(I_{\text{C}} = 300\text{ A}) - t_{\text{off}}(I_{\text{C}} = 100\text{ A})}{I_{\text{C},300\text{A}} - I_{\text{C},100\text{A}}} = -0,488\text{ ns/A} \quad (6.6)$$

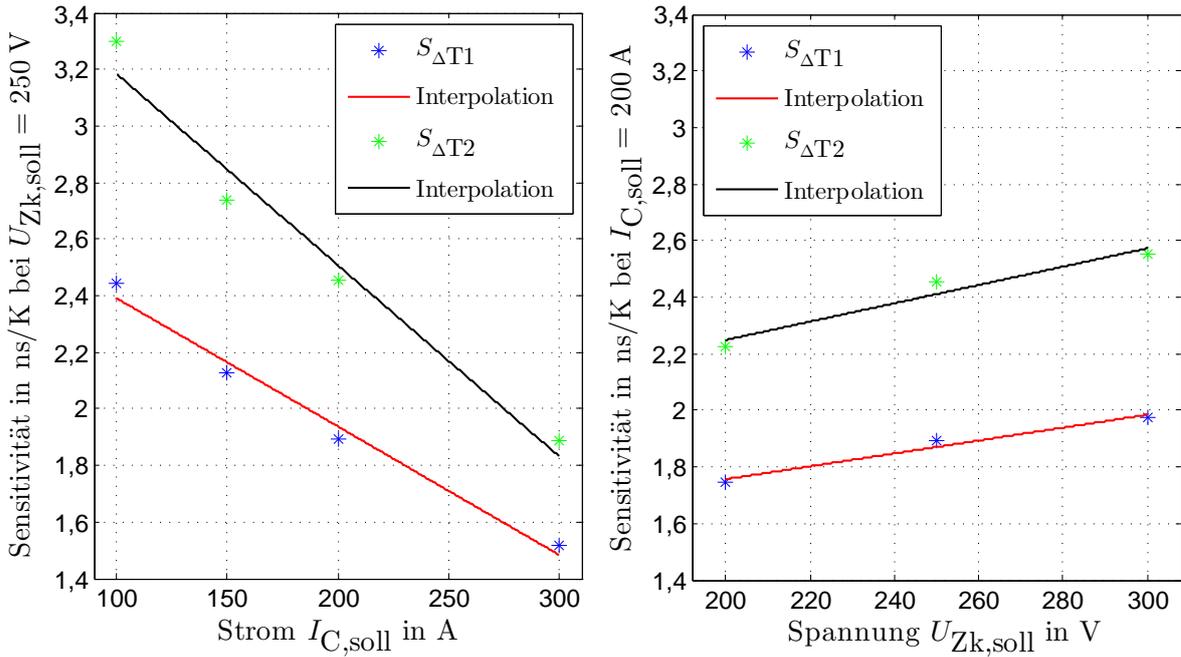


Abbildung 6.11: Sensitivität S der Ausschaltzeit t_{off} in Abhängigkeit des Messpunkts

Für die mittlere Sensitivität $\overline{S_U}$ gilt für $\overline{T_{R4,2}}$ bei $I_C = 200$ A:

$$\overline{S_U} = \frac{t_{off}(U_{Zk} = 300 \text{ V}) - t_{off}(U_{Zk} = 200 \text{ V})}{U_{Zk,300V} - U_{Zk,200V}} = 0,487 \text{ ns/V} \quad (6.7)$$

Da die Zwischenkreisspannung U_{Zk} sich im PWM-Betrieb in der Regel weniger verändert als der Strom I_C (vgl. Abb. 6.4), ist der Einfluss von U_{Zk} auf t_{off} geringer.

Die Messdaten in Abb. 6.10 werden mit einer Regressionsfunktion angenähert, damit anschließend aus t_{off} , I_C und U_{Zk} die virtuelle Sperrschichttemperatur $\hat{T}_{vj1}(t_{off}, I_C, U_{Zk})$ berechnet werden kann. Dabei wird in Gl. 6.8 für die virtuelle Sperrschichttemperatur \hat{T}_{vj1} eine lineare Abhängigkeit von der Ausschaltzeit t_{off} und der Spannung U_{Zk} angenommen und für den Strom I_C wird eine quadratische Abhängigkeit berücksichtigt:

$$\begin{aligned} \hat{T}_{vj1} = & p_1 + p_2 U_{Zk} + p_3 I_C + p_4 U_{Zk} I_C + p_5 I_C^2 + p_6 U_{Zk} I_C^2 + p_7 t_{off} + p_8 U_{Zk} t_{off} \\ & + p_9 I_C t_{off} + p_{10} U_{Zk} I_C t_{off} + p_{11} I_C^2 t_{off} + p_{12} U_{Zk} I_C^2 t_{off} \end{aligned} \quad (6.8)$$

Anhand der Messdaten werden die Regressionskoeffizienten p_1 bis p_{12} durch den Levenberg-

Tabelle 6.1: Regressionskoeffizienten für \hat{T}_{vj1}

p_1 :	16,5346	$^{\circ}\text{C}$	p_5 :	0,0130	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{A}^2}$	p_9 :	$4,7001 \cdot 10^6$	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{A} \cdot \text{s}}$
p_2 :	-1,4403	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{V}}$	p_6 :	$-5,1064 \cdot 10^{-5}$	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{V} \cdot \text{A}^2}$	p_{10} :	$-1,3322 \cdot 10^4$	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{V} \cdot \text{A} \cdot \text{s}}$
p_3 :	-7,1862	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{A}}$	p_7 :	$3,1481 \cdot 10^7$	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{s}}$	p_{11} :	$-8,3062 \cdot 10^3$	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{A}^2 \cdot \text{s}}$
p_4 :	0,0217	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{V} \cdot \text{A}}$	p_8 :	$7,3115 \cdot 10^5$	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{V} \cdot \text{s}}$	p_{12} :	31,3781	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{V} \cdot \text{A}^2 \cdot \text{s}}$

Marquardt-Algorithmus berechnet [93]. Dazu wird die Matlab Curve Fitting Toolbox mit dem Befehl „nlinfit“ verwendet.

6.3.2 Betrachtung der Abweichung durch die Regressionsfunktion

Zur Bewertung der Regressionsfunktion werden die Residuen $\hat{\varepsilon}_i$ an den Stützstellen (von den gemessenen Werten) herangezogen. Die Residuen geben die Abweichung der Regressionsfunktion an den Stützstellen an [94]. Sie werden gleichermaßen durch die Matlab Curve Fitting Toolbox berechnet. Für die Residuen gilt:

$$\hat{\varepsilon}_i = \overline{T_{R4,i}} - \hat{T}_{vj1,i} \quad (6.9)$$

Dabei ist $\overline{T_{R4,i}}$ die in Abb. 6.10 gemessene Temperatur des i -ten-Messpunkts für $i = 1 \dots n$ mit $n = 36$, entsprechend der Messpunkte in Tab. A.2. $\hat{T}_{vj1,i}$ beschreibt den an der i -ten-Stelle berechneten Wert durch die Regressionsfunktion in Gl. 6.8. Für die mittlere quadratische Abweichung (MSE: „Mean Squared Error“) gilt nach [95]:

$$MSE(\hat{\varepsilon}_i) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \hat{\varepsilon}_i^2 = 3,68 \text{ K}^2 \quad (6.10)$$

Als Wurzel der mittleren quadratischen Abweichung (RMSE: „Root Mean Squared Error“) ergibt sich [96]:

$$RMSE(\hat{\varepsilon}_i) = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \hat{\varepsilon}_i^2} = 1,92 \text{ K} \quad (6.11)$$

Es ist daher an den Stützstellen eine Abweichung von $1,92^\circ\text{C}$ durch die Regressionsfunktion zu erwarten.

Für das Bestimmtheitsmaß R^2 der Regression gilt nach [94]:

$$R^2 = 1 - \frac{\sum_{i=1}^n \hat{\varepsilon}_i^2}{\sum_{i=1}^n (\hat{T}_{vj1,i} - \overline{T_{R4,\text{mean}}})^2} = 0,9932 \quad (6.12)$$

Dabei ist $\overline{T_{R4,\text{mean}}}$ der Mittelwert der gemessenen Temperaturen. Da für den Extremfall $R^2 = 1$ keine Abweichungen $\hat{\varepsilon}_i$ vorliegen, ist die Regression mit $R^2 = 0,9932$ dicht an den Messwerten.

6.3.3 Abkühlvorgang mit Temperaturbestimmung

Nach Berechnung der Regressionsfunktion werden Abkühlvorgänge durchgeführt, bei denen alle 30s Einzelpulse ausgelöst werden, um die virtuelle Sperrschichttemperatur \hat{T}_{vj1} mit Hilfe

der Ausschaltzeit t_{off} zu bestimmen. Dabei wird gewartet, bis sich die Bodenplatte nach der Kalibrierungsmessung auf $\bar{T}_{R4} = 80^\circ\text{C}$ abgekühlt hat. Das Temperiergerät Julabo Presto bleibt abgeschaltet, damit sich das IGBT-Modul gleichmäßig an die Umgebung abkühlt. Dieser Vorgang wird „passiver Abkühlvorgang“ genannt.

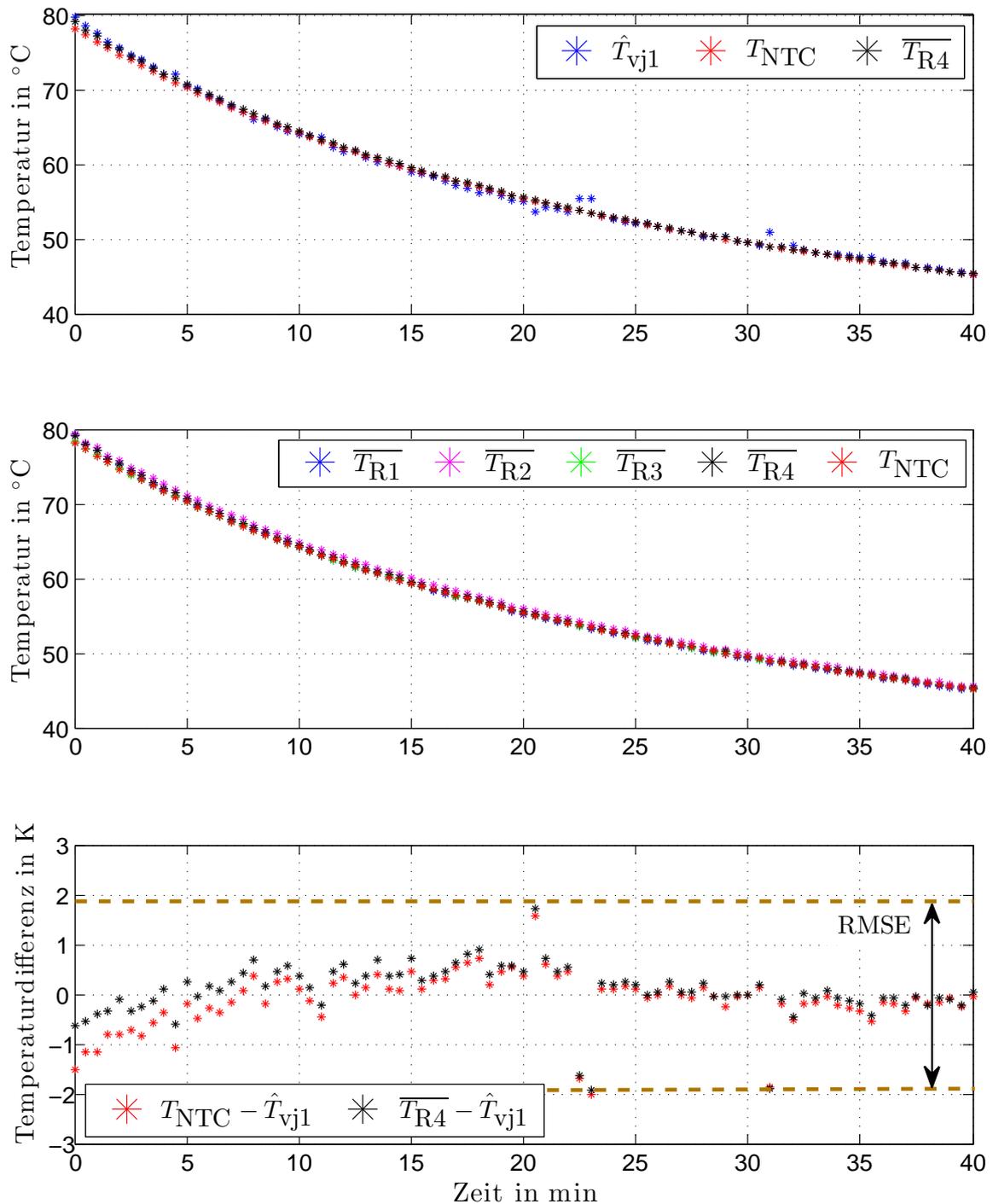


Abbildung 6.12: Passiver Abkühlvorgang mit Einzelpulsen alle 30s

Zur Temperaturbestimmung wird alle 30 s ein Einzelpuls mit einem Kollektorstrom $I_C = 200$ A und einer Zwischenkreisspannung $U_{ZK} = 250$ V ausgelöst. Gleichzeitig wird die Infrarot-Kamera vom dSpace-System getriggert. Es ergeben sich für den passiven Abkühlvorgang die Verläufe nach Abb. 6.12. Nach $t = 40$ min hat sich das IGBT-Modul auf $\overline{T_{R4}} = 45^\circ\text{C}$ abgekühlt.

Der Unterschied von $T_{\text{NTC}} - \hat{T}_{\text{vj1}}$ und $\overline{T_{R4}} - \hat{T}_{\text{vj1}}$ beträgt über den gesamten Zeitverlauf weniger als 2 K. Bei $t = 22,5$ min, $t \approx 23$ min und $t = 31$ min treten vier Messausreißer auf. Die Temperaturdifferenzen $T_{\text{NTC}} - \hat{T}_{\text{vj1}}$ und $\overline{T_{R4}} - \hat{T}_{\text{vj1}}$ liegen innerhalb der mittleren quadratischen Abweichung von 1,92 K (RMSE), die nach Gl. 6.11 erwartet wird. Nur die vier Messausreißer liegen am Rande dieses Bereichs. Die Messung in Abb. 6.12 zeigt, dass \hat{T}_{vj1} über den gesamten Temperaturbereich $\overline{T_{R4}} = 80^\circ\text{C} \dots 45^\circ\text{C}$ bestimmbar ist, obwohl nur an den Messpunkten $\overline{T_{R4}} = \{29,55^\circ\text{C}, 58,38^\circ\text{C}, 86,84^\circ\text{C}\}$ kalibriert wurde.

6.3.4 Messungen am geteilten Kühlkörper

Bisher wurde die Abhängigkeit der virtuellen Sperrschichttemperatur $\hat{T}_{vj1}(t_{off}, U_{Zk}, I_C)$ von der Ausschaltzeit t_{off} auf einem durchgehenden und nahezu homogen temperierten Kühlkörper untersucht. Dazu wurden in 6.3.3 Einzelpulse während eines Abkühlvorgangs des gesamten IGBT-Moduls durchgeführt. In diesem Kapitel wird betrachtet, welche Temperatur \hat{T}_{vj1} sich mittels der Ausschaltzeit t_{off} bestimmen lässt, wenn ein Temperaturgradient im IGBT-Modul vorhanden ist. Dazu wird zunächst wieder das IGBT-Modul auf eine gleichmäßige Tem-

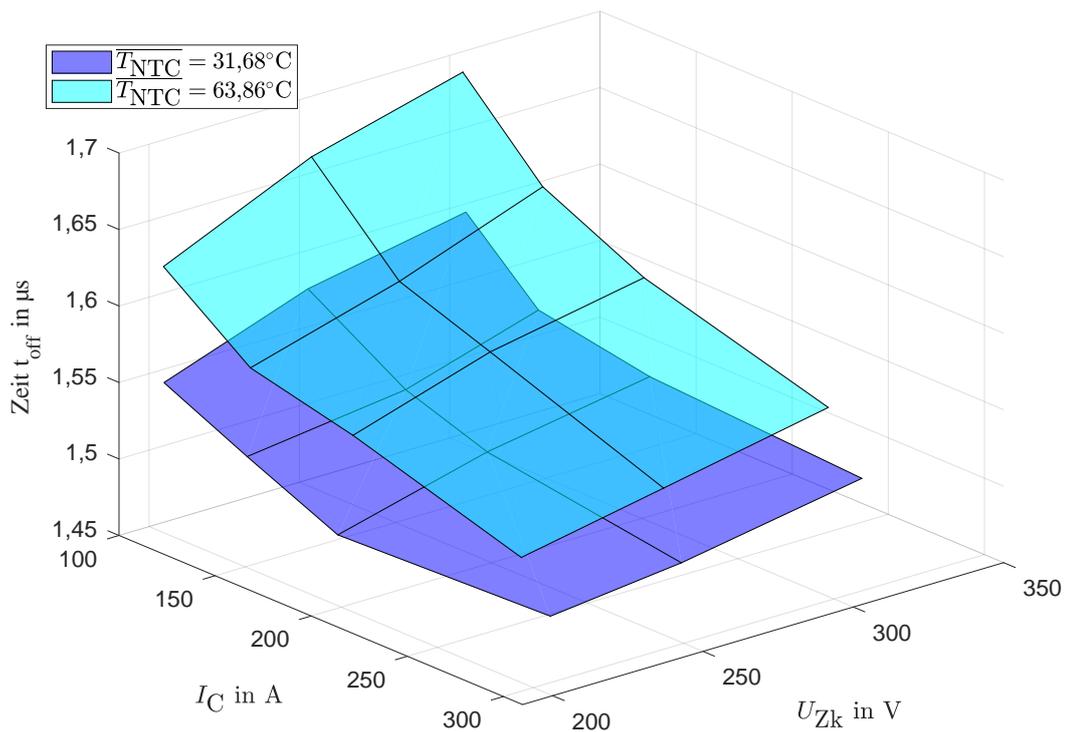


Abbildung 6.13: Kalibrierung geteilter Kühlkörper

peratur gebracht, indem beide Kühlkörper nach Abb. 5.11 mit zwei Temperieranlagen auf dieselbe Temperatur gebracht werden. Eine erneute Kalibrierung ist nach Abschnitt 6.3.5 erforderlich. Mit Hilfe der Infrarotkamera kann in diesem Zustand überprüft werden, ob eine

Tabelle 6.2: Regressionskoeffizienten für \hat{T}_{vj1} , $R^2 = 0,998$, $RMSE(\hat{\epsilon}_i) = 0,72K$

p_1 :	28,1234	$^{\circ}C$	p_5 :	0,0115	$\frac{^{\circ}C}{A^2}$	p_9 :	$5,0439 \cdot 10^6$	$\frac{^{\circ}C}{A \cdot s}$
p_2 :	-1,4073	$\frac{^{\circ}C}{V}$	p_6 :	$-4,1773 \cdot 10^{-5}$	$\frac{^{\circ}C}{V \cdot A^2}$	p_{10} :	$-1,2845 \cdot 10^4$	$\frac{^{\circ}C}{V \cdot A \cdot s}$
p_3 :	-7,5604	$\frac{^{\circ}C}{A}$	p_7 :	$1,9930 \cdot 10^7$	$\frac{^{\circ}C}{s}$	p_{11} :	$-7,4895 \cdot 10^3$	$\frac{^{\circ}C}{A^2 \cdot s}$
p_4 :	0,0204	$\frac{^{\circ}C}{V \cdot A}$	p_8 :	$7,2985 \cdot 10^5$	$\frac{^{\circ}C}{V \cdot s}$	p_{12} :	26,0201	$\frac{^{\circ}C}{V \cdot A^2 \cdot s}$

homogene Temperaturverteilung vorliegt. Für die Kalibrierung bei mittlerer NTC-Temperatur $\overline{T}_{NTC} = 31,68^{\circ}C$ beträgt der maximale Temperaturunterschied über das IGBT-Modul von

links nach rechts 0,4 K. Bei der Kalibrierung bei $\overline{T_{\text{NTC}}} = 63,86^\circ\text{C}$ liegt ein maximaler Temperaturunterschied von 2 K vor. Die niedrigste Temperatur tritt in der Mitte zwischen den beiden Kühlkörpern auf.

Zur Kalibrierung werden Einzelpulse bei $I_C = \{100\text{ A}, 150\text{ A}, 200\text{ A}, 300\text{ A}\}$ und $U_{\text{Zk}} = \{200\text{ V}, 250\text{ V}, 300\text{ V}\}$ durchgeführt. Die Temperatur des IGBT-Moduls wird bei jedem Punkt der Kalibrierung mit dem NTC-Widerstand gemessen. Der Temperaturmesswert des NTC-Widerstands ist mit der Temperaturmessung der Infrarotkamera abgeglichen. Die berechneten Regressionskoeffizienten für Gl. 6.8 finden sich in Tabelle 6.2.

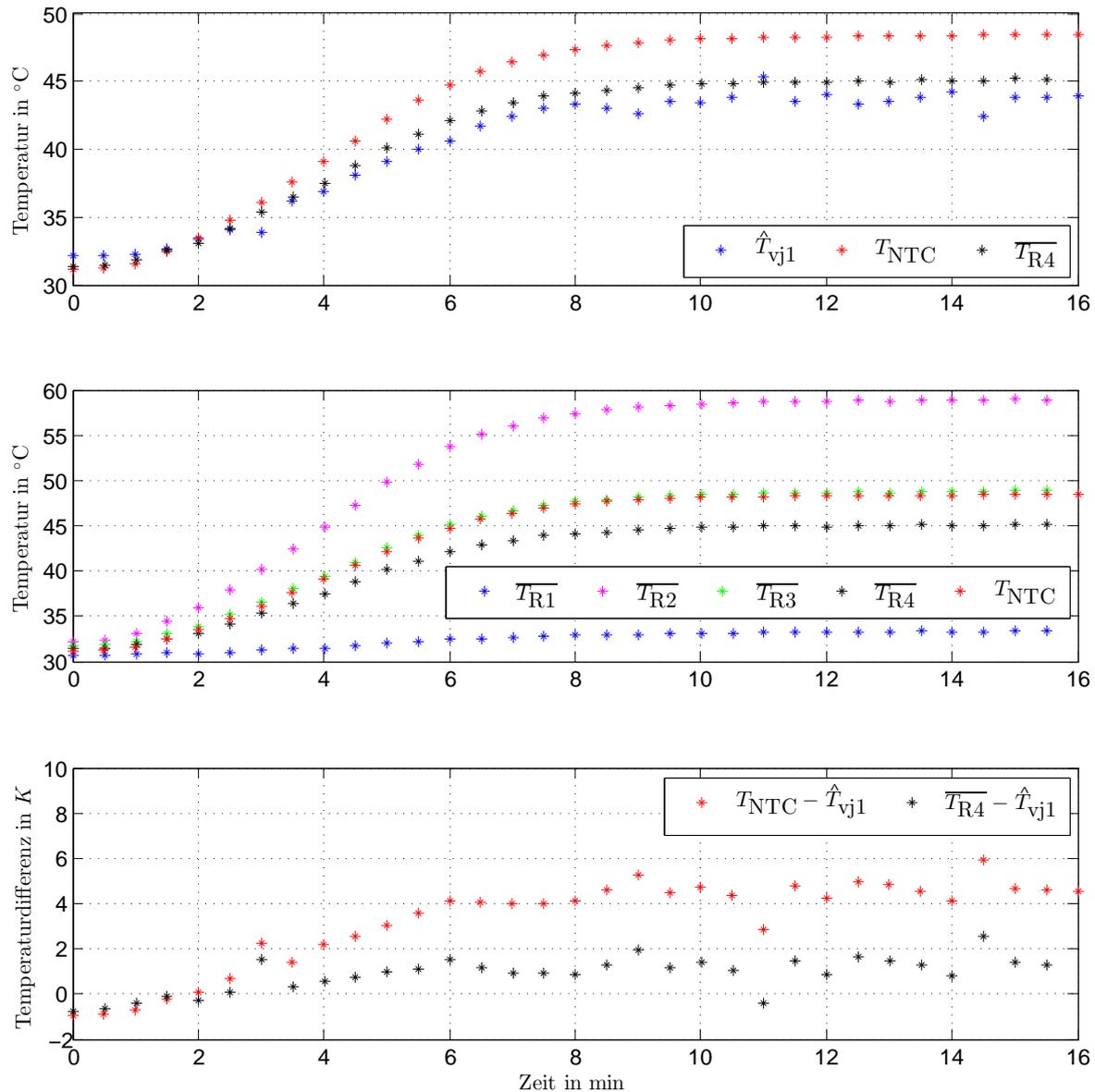


Abbildung 6.14: Messergebnisse der Einzelpulsversuche

Beginnend bei einer gleichmäßigen Temperaturverteilung auf der IGBT-Modul-Oberfläche von $T_{\text{NTC}} \approx 30^\circ\text{C}$ (vgl. Abb. 6.14) werden alle 30 s Einzelpulse durchgeführt und \hat{T}_{vj1} berechnet. Die Einzelpulse finden statt bei $U_{\text{Zk}} = 200\text{ V}$ und $I_C = 200\text{ A}$.

Ab dem Zeitpunkt $t = 30\text{ s}$ wird der rechte Kühlkörper durch das Temperiergerät Julabo Presto aktiv geheizt. Durch das Auslösen der Einzelpulsversuche alle 30s wird gleichzeitig eine Infrarot-Kamera Messung der Oberflächentemperatur getriggert. Die mittlere Oberflächentemperatur wird aus den Rechteck-Messstellen nach Abb. 6.15 ausgewertet. In Abb. 6.15 ist das Thermogramm des geöffneten IGBT-Moduls zum Zeitpunkt $t = 15\text{ min}$ dargestellt. Der Verlauf der Temperatur T_{L1} ist in Abb. 6.16 dargestellt.

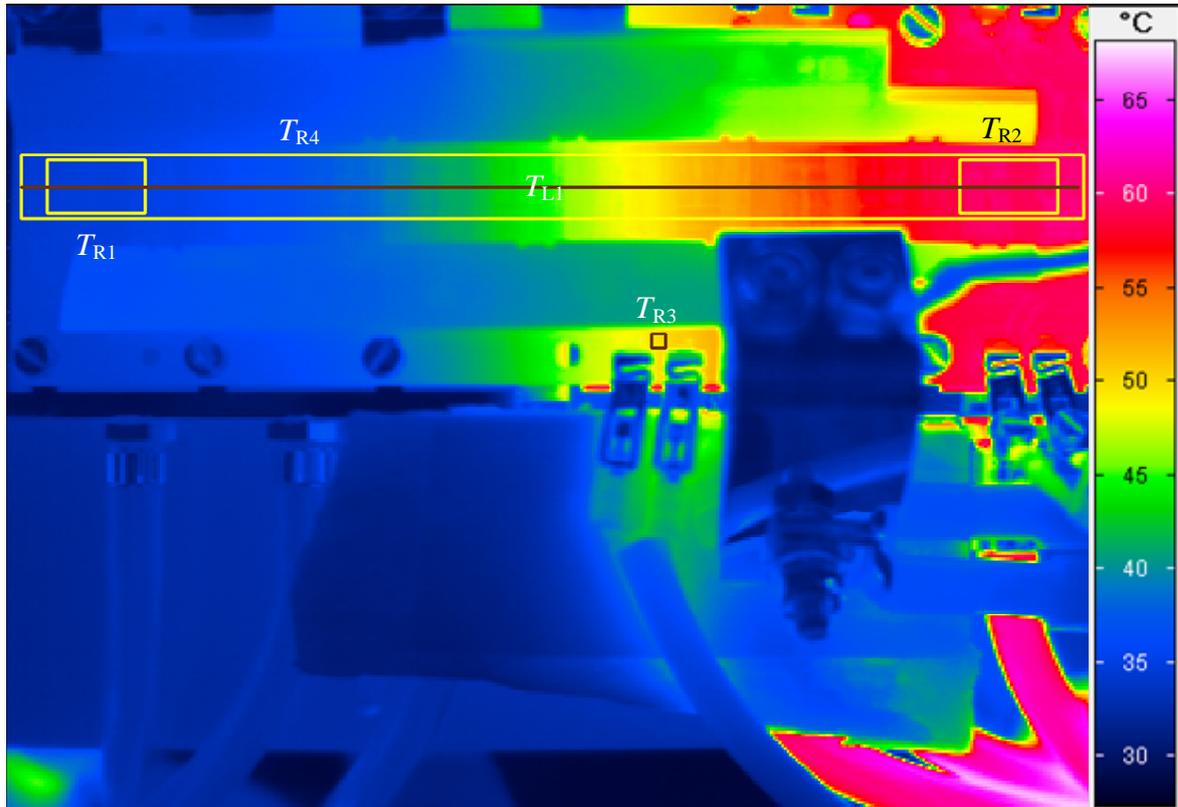


Abbildung 6.15: Thermogramm des geöffneten IGBT-Moduls zum Zeitpunkt $t = 15\text{ min}$

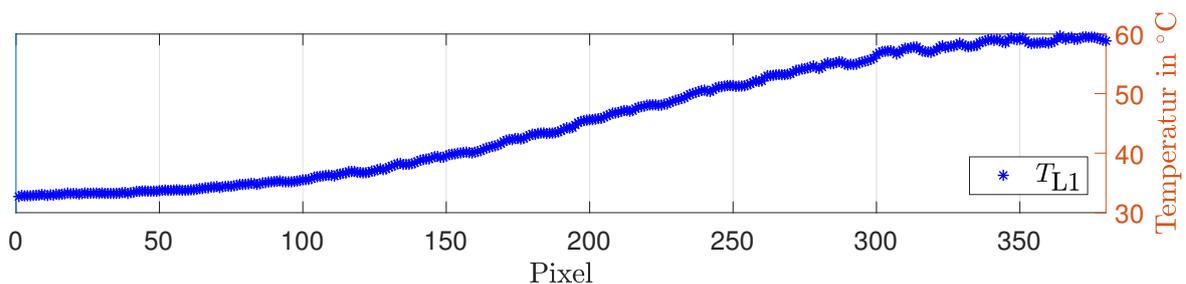


Abbildung 6.16: Verlauf der Temperatur T_{L1}

Ergebnis:

Die Messergebnisse in Abb. 6.14 zeigen, dass die mittels der Ausschaltzeit t_{off} bestimmte Temperatur \hat{T}_{vj1} zwar mit der Zeit t steigt, aber \hat{T}_{vj1} weder der kälteren Temperatur $\overline{T_{R1}}$ noch der wärmeren Temperatur $\overline{T_{R2}}$ entspricht. Mittels \hat{T}_{vj1} wird vielmehr die mittlere Gesamtoberflächentemperatur $\overline{T_{R4}}$ bestimmt. Die Abweichung $\overline{T_{R4}} - \hat{T}_{vj1}$ beträgt $\approx \pm 2\text{ K}$ und entspricht dem erwarteten Wert, wenn einzelne Ausreißer unberücksichtigt bleiben.

6.3.5 Vergleich verschiedener Kalibrierungen beim Einzelpulsversuch

Es hat sich bei den Untersuchungen in Abschnitt 6.3.4 gezeigt, dass nach Abbau und Wiederaufbau der Messschaltung für die Ausschaltzeit eine neue Kalibrierung erforderlich war. In diesem Abschnitt werden die Ursachen für den Unterschied in den beiden Kalibrierungen aus Abschnitt 6.3.1 und 6.3.4 diskutiert. An dieser Stelle wird noch einmal die Gl. 6.8 dargestellt.

$$\hat{T}_{vj1} = p_1 + p_2 U_{Zk} + p_3 I_C + p_4 U_{Zk} I_C + p_5 I_C^2 + p_6 U_{Zk} I_C^2 + p_7 t_{\text{off}} + p_8 U_{Zk} t_{\text{off}} + p_9 I_C t_{\text{off}} + p_{10} U_{Zk} I_C t_{\text{off}} + p_{11} I_C^2 t_{\text{off}} + p_{12} U_{Zk} I_C^2 t_{\text{off}} \quad (6.13)$$

Die Kalibrierung auf dem durchgehenden Kühlkörper in Abschnitt 6.3.1 ergab die Regressionskoeffizienten nach Tab. 6.3 für die Gl. 6.13.

Kalibrierung 1:

Tabelle 6.3: Regressionskoeffizienten für \hat{T}_{vj1} , $R^2 = 0,993$, $RMSE(\hat{\epsilon}_i) = 1,92$ K

p_1 :	16,5346	$^{\circ}\text{C}$	p_5 :	0,0130	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{A}^2}$	p_9 :	$4,7001 \cdot 10^6$	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{A}\cdot\text{s}}$
p_2 :	-1,4403	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{V}}$	p_6 :	$-5,1064 \cdot 10^{-5}$	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{V}\cdot\text{A}^2}$	p_{10} :	$-1,3322 \cdot 10^4$	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{V}\cdot\text{A}\cdot\text{s}}$
p_3 :	-7,1862	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{A}}$	p_7 :	$3,1481 \cdot 10^7$	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{s}}$	p_{11} :	$-8,3062 \cdot 10^3$	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{A}^2\cdot\text{s}}$
p_4 :	0,0217	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{V}\cdot\text{A}}$	p_8 :	$7,3115 \cdot 10^5$	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{V}\cdot\text{s}}$	p_{12} :	31,3781	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{V}\cdot\text{A}^2\cdot\text{s}}$

Auf dem geteilten Kühlkörper sind nach erneutem Anschließen der Messschaltung die Koeffizienten nach Tab. 6.4 ermittelt worden für die Gl. 6.13.

Kalibrierung 2:

Tabelle 6.4: Regressionskoeffizienten für \hat{T}_{vj1} , $R^2 = 0,998$, $RMSE(\hat{\epsilon}_i) = 0,72$ K

p_1 :	28,1234	$^{\circ}\text{C}$	p_5 :	0,0115	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{A}^2}$	p_9 :	$5,0439 \cdot 10^6$	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{A}\cdot\text{s}}$
p_2 :	-1,4073	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{V}}$	p_6 :	$-4,1773 \cdot 10^{-5}$	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{V}\cdot\text{A}^2}$	p_{10} :	$-1,2845 \cdot 10^4$	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{V}\cdot\text{A}\cdot\text{s}}$
p_3 :	-7,5604	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{A}}$	p_7 :	$1,9930 \cdot 10^7$	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{s}}$	p_{11} :	$-7,4895 \cdot 10^3$	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{A}^2\cdot\text{s}}$
p_4 :	0,0204	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{V}\cdot\text{A}}$	p_8 :	$7,2985 \cdot 10^5$	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{V}\cdot\text{s}}$	p_{12} :	26,0201	$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{V}\cdot\text{A}^2\cdot\text{s}}$

Die Messdaten in A.2 gehören zu Kalibrierung 1. Mit Werten aus Zeile 1 aus A.2

$$U_{Zk} = 199,28 \text{ V} \quad I_C = 100,40 \text{ A} \quad t_{\text{off}} = 1,5546 \mu\text{s} \quad (6.14)$$

wird Gl. 6.13 einmal nach Kalibrierung 1 ($\hat{T}_{vj1,1}$) und 2 ($\hat{T}_{vj1,2}$) berechnet.

$$\hat{T}_{vj1,1} = 31,95^\circ\text{C} \quad \hat{T}_{vj1,2} = 37,00^\circ\text{C} \quad (6.15)$$

Die Abweichung von $\hat{T}_{vj1,1}$ und $\hat{T}_{vj1,2}$ ist damit zu erklären, dass sich beim erneuten Anschließen der Messschaltung die Kontaktwiderstände R_{Kontakt1} und R_{Kontakt2} nach Abb. 6.17 geändert haben.

Wird bei der Berechnung von $\hat{T}_{vj1,2}$ die Ausschaltzeit t_{off} um $\Delta t_{\text{off}} = 13 \text{ ns}$ vermindert, so ergibt sich $\hat{T}_{vj1,2,\text{korr}} = 31,91^\circ\text{C}$.

Das bedeutet, dass beim erneuten Anschließen die Kontaktwiderstände R_{Kontakt1} und R_{Kontakt2} geringer gewesen sind und somit die Zeitkonstanten beim Aufladen der Eingangskapazitäten von T_1 , T_2 und Q_3 geringer waren. Da die Kontaktwiderstände einen Einfluss auf die Kalibrie-

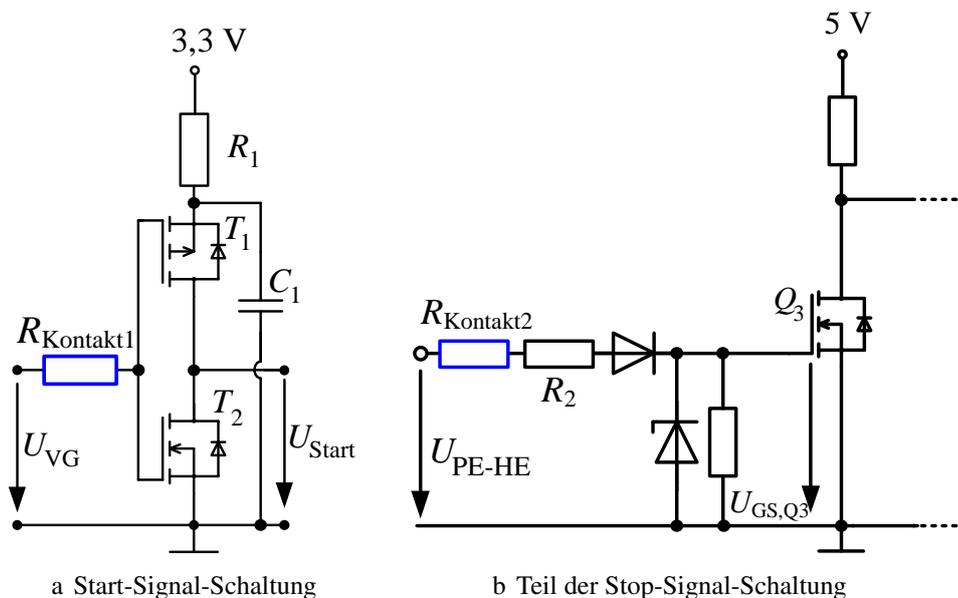


Abbildung 6.17: Einfluss des Kontaktwiderstands auf die Schaltungen nach Abb. 4.19 und 4.22

rung haben, muss pro Aufbau eine neue Kalibrierung durchgeführt werden oder sie müssen durch zusätzliche Maßnahmen konstant gehalten werden.

6.4 PWM-Betrieb

In den bisherigen Untersuchungen hat sich gezeigt, dass die Ausschaltzeit t_{off} im PWM-Betrieb messbar ist und dass es im Einzelpulsversuch möglich ist, die virtuelle Sperrschichttemperatur \hat{T}_{vj1} mittels der Ausschaltzeit t_{off} und ihrer weiteren Abhängigkeiten zu berechnen. In diesem Kapitel wird betrachtet, inwieweit es möglich ist, die virtuelle Sperrschichttemperatur \hat{T}_{vj1} auch im PWM-Betrieb mittels der Ausschaltzeit t_{off} zu bestimmen.

Dazu werden zwei Varianten der Kalibrierung nach Abb. 6.18 betrachtet:

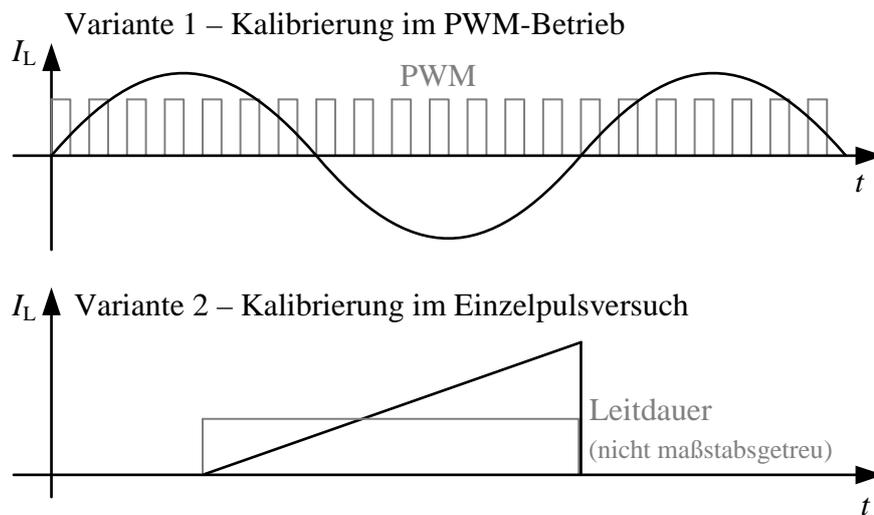


Abbildung 6.18: Varianten zur Kalibrierung von t_{off} und ihrer weiteren Abhängigkeiten auf T_{vj}

Variante 1 - Kalibrierung im PWM-Betrieb

Bei Variante 1 werden im PWM-Betrieb die Messgrößen: t_{off} , I_{L} , U_{Zk} und $\overline{T_{\text{LS,ges}}}$ aufgezeichnet. Dabei ist $\overline{T_{\text{LS,ges}}}$ die mittlere Oberflächentemperatur der Lowside-IGBTs. Die Messung von $\overline{T_{\text{LS,ges}}}$ ist nur am geöffneten IGBT-Modul mit Infrarot-Kamera möglich.

Dabei wird die mittlere gemessene Oberflächentemperatur der Lowside IGBTs $\overline{T_{\text{LS,ges}}}$ in der Kalibrierung verwendet zur Bestimmung der Regressionskoeffizienten von Gl. 6.8. Anschließend kann die virtuelle Sperrschichttemperatur \hat{T}_{vj1} über Gl. 6.8 berechnet werden.

Variante 2 - Kalibrierung im Einzelpulsversuch

Bei der Kalibrierung im Einzelpulsversuch werden die Messdaten und die Regressionsfunktion nach Kap. 6.3.1 verwendet. Es wurden Einzelpulse in einem Strom-, Spannungs- und Temperaturbereich durchgeführt, die dem zu erwartendem Bereich im PWM-Betrieb entsprechen. Wird im Einzelpulsversuch anstelle der mittleren Oberflächentemperatur die NTC-Temperatur zur Kalibrierung verwendet, so kann die Kalibrierung auch mit einem geschlossenem IGBT-Modul durchgeführt werden.

Im Folgenden werden die Ergebnisse dieser beiden Kalibrierungsvarianten untersucht und diskutiert.

6.4.1 Betrachtung der Kalibrierung im PWM-Betrieb

Zunächst erfolgt die Kalibrierung nach Variante 1 (Kap. 6.4) bei einer Bodenplattentemperatur von $\approx 30^\circ\text{C}$ nach Abb. A.5 und $\approx 50^\circ\text{C}$ nach Abb. A.7. Damit soll erreicht werden, dass die Messdaten einen Temperaturbereich aufspannen, in dem anschließend die Berechnung der virtuellen Sperrschichttemperatur \hat{T}_{vj1} erfolgen kann. Dazu werden jeweils in zwei

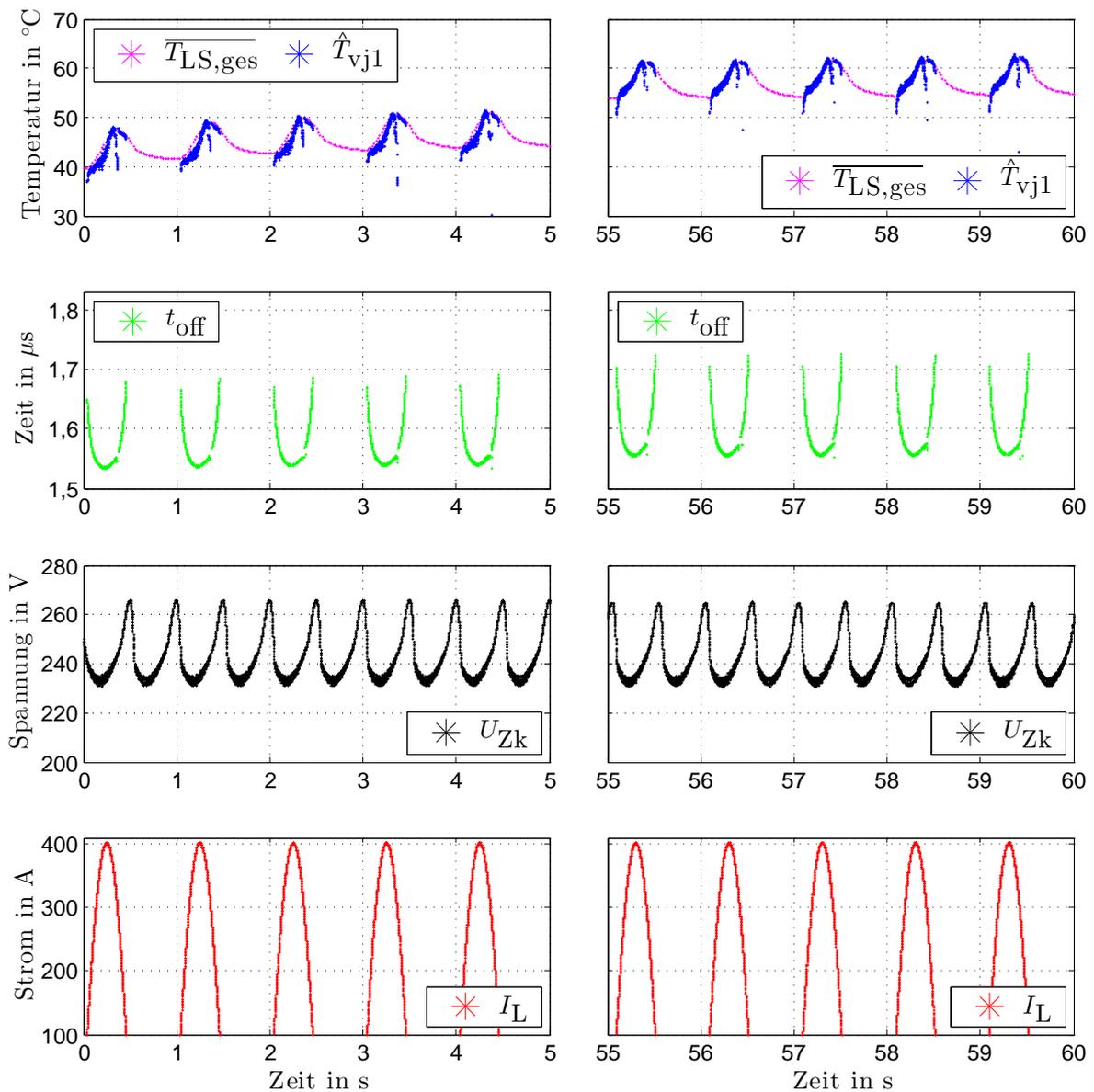


Abbildung 6.19: Bestimmung der virtuellen Sperrschichttemperatur \hat{T}_{vj1} im PWM-Betrieb

Versuchsdurchläufen 2 min lang Messdaten ($\overline{T_{LS,ges}}$, t_{off} , U_{Zk} , I_L) aufgezeichnet. Der erste Versuchsdurchlauf beginnt bei einer mittleren Oberflächentemperatur der Lowside-IGBTs $\overline{T_{LS,ges,min,1}} = 29,95^\circ\text{C}$ und erreicht nach 2 min $\overline{T_{LS,ges,max,2}} = 58,27^\circ\text{C}$. Der zweite Versuchsdurchlauf beginnt bei $\overline{T_{LS,ges,min,2}} = 49,82^\circ\text{C}$ und erreicht maximal $\overline{T_{LS,ges,max,2}} = 78,79^\circ\text{C}$.

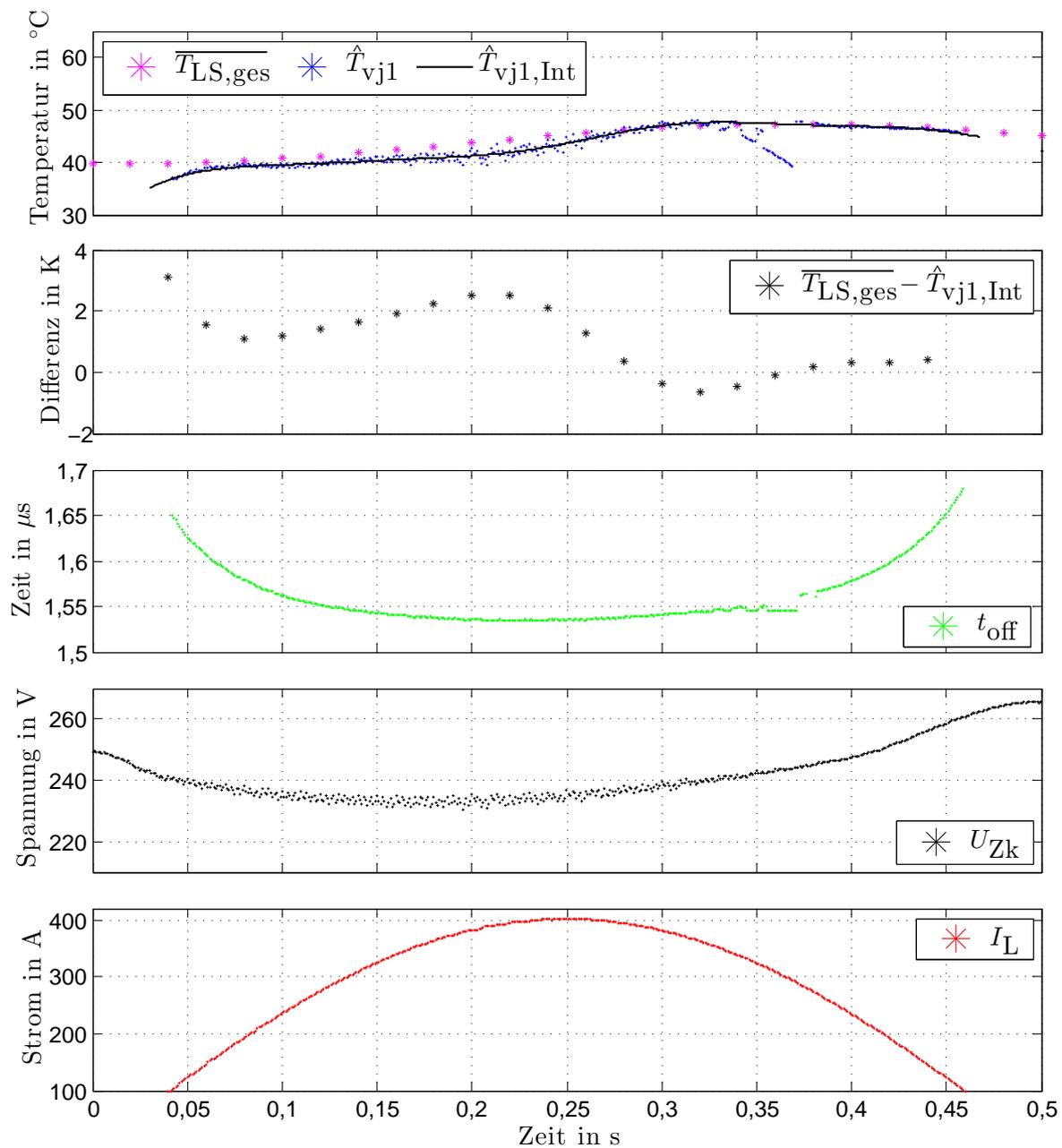


Abbildung 6.20: Betrachtung der Messergebnisse für die erste Stromhalbwelle

Strom und Spannungsverläufe stellen sich gemäß des Arbeitspunkts nach Kap. 6.1 ein. Für die Berechnung der Regressionsfunktion wurden nur Messdaten für $I_L > 100$ A berücksichtigt. Weiterhin wurden fehlerhafte Messdaten auf Grund des Problems der Störeinkopplung aussortiert. In diesem Fall sind die Messdaten fehlerhaft für $t_{off} < 1,5 \mu s$. Die berechneten Koeffizienten p_1 bis p_{12} für Gleichung 6.8 finden sich in Tabelle 6.5. Dabei wurde entsprechend Kap. 5 berücksichtigt, dass auf Grund des zeitlichen Programmablaufs die Messdaten der Ausschaltzeit t_{off} dem Strom I_L um zwei Zeitschritte hinterher eilen. An den Stützstellen ist gemäß Gleichung 6.11 mit einer mittleren Abweichung (RMSE) von $2,26^\circ C$ zu rechnen.

Tabelle 6.5: Regressionskoeffizienten für \hat{T}_{vj1}

$p_1 :$	$0,5078 \text{ } ^\circ\text{C}$	$p_5 :$	$-0,0580 \frac{^\circ\text{C}}{\text{A}^2}$	$p_9 :$	$1,7367 \cdot 10^4 \frac{^\circ\text{C}}{\text{A}\cdot\text{s}}$
$p_2 :$	$-0,1491 \frac{^\circ\text{C}}{\text{V}}$	$p_6 :$	$2,6915 \cdot 10^{-4} \frac{^\circ\text{C}}{\text{V}\cdot\text{A}^2}$	$p_{10} :$	$1,3573 \cdot 10^4 \frac{^\circ\text{C}}{\text{V}\cdot\text{A}\cdot\text{s}}$
$p_3 :$	$0,4737 \frac{^\circ\text{C}}{\text{A}}$	$p_7 :$	$0 \frac{^\circ\text{C}}{\text{s}}$	$p_{11} :$	$3,6646 \cdot 10^4 \frac{^\circ\text{C}}{\text{A}^2\cdot\text{s}}$
$p_4 :$	$-0,0221 \frac{^\circ\text{C}}{\text{V}\cdot\text{A}}$	$p_8 :$	$5,7225 \cdot 10^4 \frac{^\circ\text{C}}{\text{V}\cdot\text{s}}$	$p_{12} :$	$-170,8584 \frac{^\circ\text{C}}{\text{V}\cdot\text{A}^2\cdot\text{s}}$

Nach Berechnung der Regressionsfunktion wird in Abb. 6.19 ein Versuch mit einer Anfangstemperatur von $\overline{T}_{\text{LS,ges}} = 39,73^\circ\text{C}$ durchgeführt, entsprechend den gesamten Messdaten aus Abb. A.6. Es zeigt sich zu Beginn $t = 0\text{ s}$ wie auch nach $t = 55\text{ s}$, dass die berechnete Temperatur \hat{T}_{vj1} der gemessenen mittleren Oberflächentemperatur $\overline{T}_{\text{LS,ges}}$ folgt. \hat{T}_{vj1} wird für $I_L > 100\text{ A}$ und $t_{\text{off}} > 1,5\mu\text{s}$ berechnet.

Im Folgenden wird in Abb. 6.20 die erste positive Stromhalbwelle genauer betrachtet, um Abweichungen zwischen $\overline{T}_{\text{LS,ges}}$ und \hat{T}_{vj1} genauer zu untersuchen. Damit nicht fälschlicherweise Messrauschen von \hat{T}_{vj1} mit der niederfrequenten IR-Kamera-Messung $\overline{T}_{\text{LS,ges}}$ verglichen wird, wird zunächst mit einer Regressionsfunktion eine Interpolationslinie $\hat{T}_{vj1,\text{Int}}$ für \hat{T}_{vj1} bestimmt. Die Interpolationslinie $\hat{T}_{vj1,\text{Int}}$ trifft mit einem RMSE-Wert von $0,5^\circ\text{C}$ ($R^2 = 0,9772$) die Messdaten \hat{T}_{vj1} . Zur Bestimmung von $\hat{T}_{vj1,\text{Int}}$ wurden durch Störeinkopplung bedingte fehlerhafte Messdaten im Zeitbereich $0,32\text{ s} \leq t \leq 0,37\text{ s}$ ausgeblendet.

Für den Betrag der Differenz gilt: $|\overline{T}_{\text{LS,ges}} - \hat{T}_{vj1,\text{Int}}| < 3,12\text{ K}$ mit maximaler Abweichung bei $t = 0,04\text{ s}$.

6.4.2 Betrachtung der Kalibrierung im Einzelpulsversuch

In diesem Abschnitt wird untersucht, inwieweit es möglich ist, anhand der Kalibrierung in Kap. 6.3.1 die virtuelle Sperrschichttemperatur \hat{T}_{vj1} im PWM-Betrieb zu berechnen. Dazu wird das IGBT-Modul in Abb. 6.21 innerhalb der Kalibrierungsgrenzen der Messdaten aus Abb. 6.10 betrieben. Zu Beginn wird die mittlere Oberflächentemperatur der Bodenplatte auf

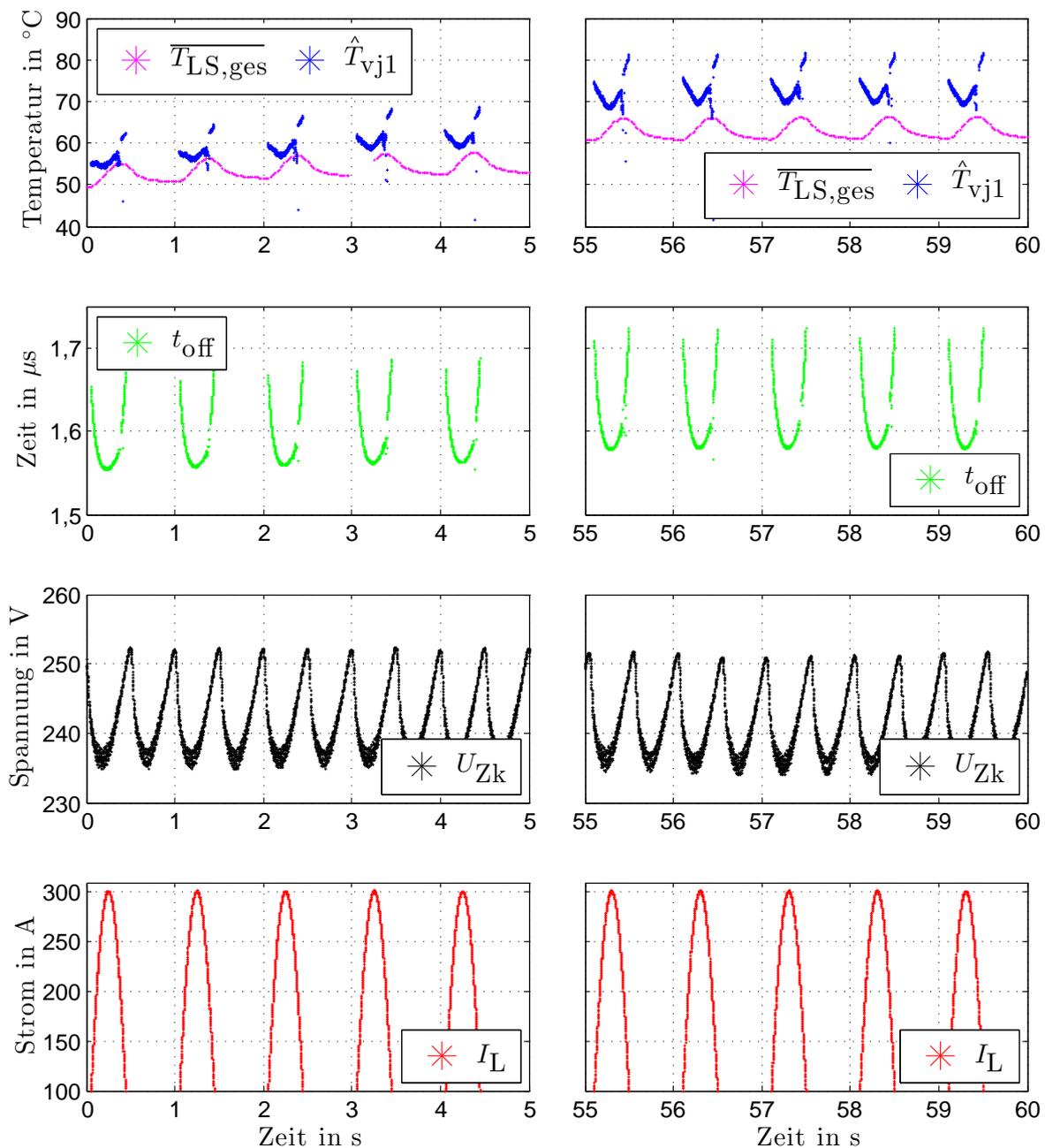


Abbildung 6.21: Bestimmung der virtuellen Sperrschichttemperatur \hat{T}_{vj1} im PWM-Betrieb

$\overline{T_{R4}} = 50^\circ\text{C}$ gebracht. Das IGBT-Modul schaltet einen 1 Hz-Sinusstrom mit einer Amplitude

von 300 A. Die Zwischenkreisspannung U_{Zk} schwankt zwischen ≈ 235 V und 252 V. Für einen Strom von $I_L > 100$ A wird die Ausschaltzeit t_{off} zur Temperaturbestimmung von \hat{T}_{vj1} ausgewertet. In Abb. 6.21 wird diese mit der mittleren Oberflächentemperatur der Lowside IGBTs $\overline{T_{LS,ges}}$ verglichen. Die zeitlichen Unterbrechungen in \hat{T}_{vj1} kommen dadurch zu Stande, dass die fehlerhaften Messdaten für t_{off} auf Grund des Problems der Störeinkopplung (vgl. Kap. 6.2.1) ausgeblendet werden. Es zeigt sich in Abb. 6.22 für die erste Stromhalbwelle, dass nur für $0,2\text{ s} \leq t \leq 0,3\text{ s}$ die berechnete Temperatur \hat{T}_{vj1} der gemessenen Oberflächentemperatur $\overline{T_{LS,ges}}$ mit einer Abweichung von ≈ 1 K folgt. Um zu verstehen, woher der Unterschied

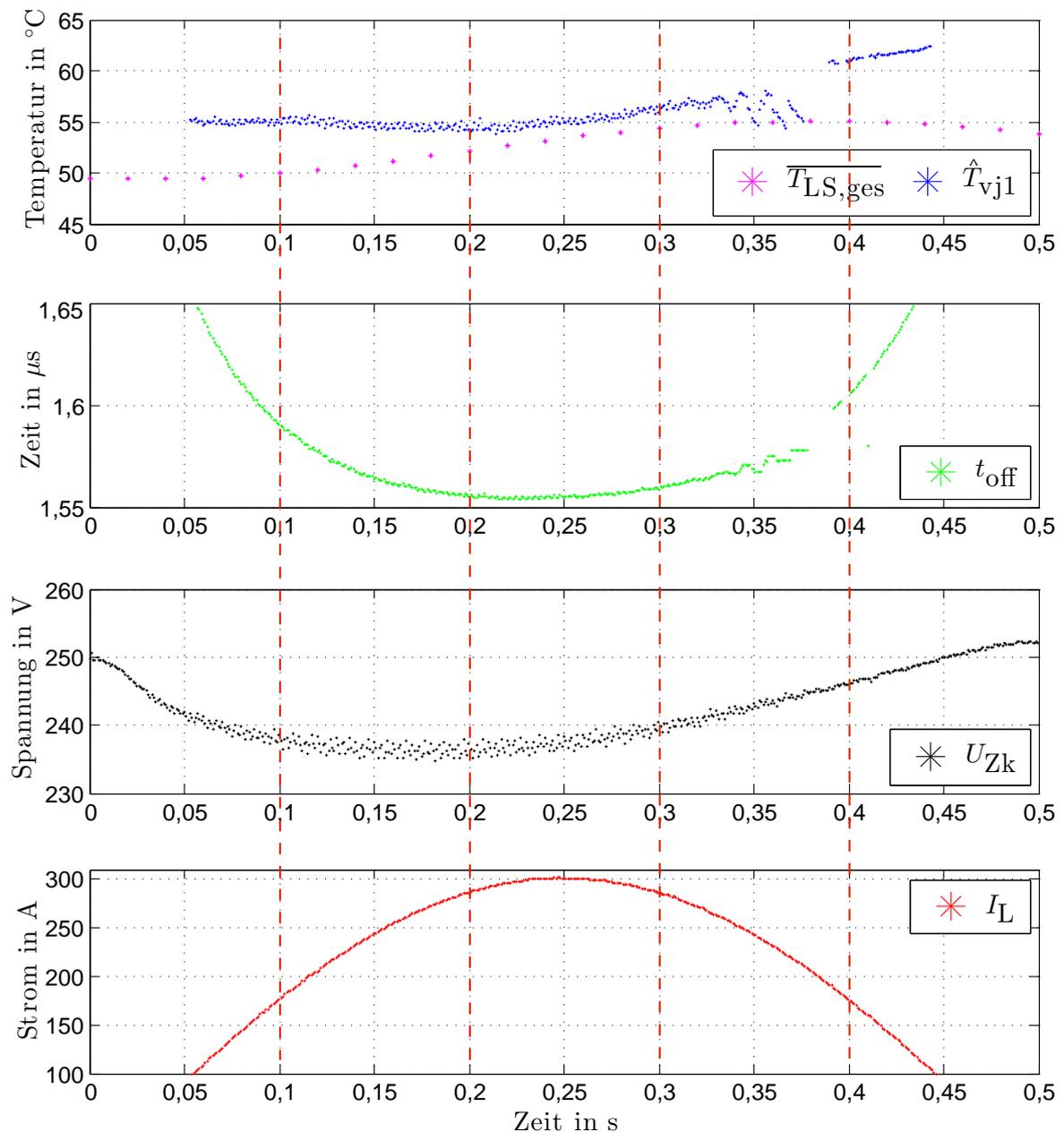


Abbildung 6.22: Betrachtung der Messergebnisse für die erste Stromhalbwelle

zwischen $\overline{T_{LS,ges}}$ und \hat{T}_{vj1} in Abb. 6.22 kommt, werden die Messergebnisse an den Punkten

$t = \{0,1\text{ s}, 0,2\text{ s}, 0,3\text{ s}, 0,4\text{ s}\}$ genauer betrachtet: Die Messergebnisse des PWM-Versuchs an diesen Zeitpunkten sind in Tab. 6.6 gegeben. Die Messergebnisse in Tab. 6.6 liegen innerhalb

Tabelle 6.6: Messergebnisse für den PWM-Betrieb

PWM-Betrieb								
	t	t_{off}	I_L	U_{Zk}	\hat{T}_{vj1}	$\overline{T}_{LS,ges}$	$\hat{T}_{vj1} - \overline{T}_{LS,ges}$	t_{Leit}
(1)	0,1 s	1,5891 μs	176,24 A	238,65 V	54,86°C	49,96°C	4,90 K	500 μs
(2)	0,2 s	1,5556 μs	286,25 A	237,37 V	54,28°C	52,15°C	2,13 K	500 μs
(3)	0,3 s	1,5598 μs	285,79 A	240,54 V	55,93°C	54,34°C	1,59 K	500 μs
(4)	0,4 s	1,6064 μs	176,39 A	246,03 V	60,90°C	55,03°C	5,87 K	500 μs

des Kalibrierungsbereichs von Abb. 6.10, allerdings außerhalb der einzelnen Messstellen von Tab. A.2. Die Genauigkeit der Regressionsgleichung 6.8 lässt sich daher an diesen Punkten mit dem in Gleichung 6.11 berechneten RMSE-Wert nicht bewerten.

Die Differenz zwischen \hat{T}_{vj1} und $\overline{T}_{LS,ges}$ wird in Kap. 6.5 weiter betrachtet.

6.5 Betrachtung der Abweichung durch die Einzelpulskalibrierung

Es hat sich gezeigt, dass sich mit der Einzelpulskalibrierung aus Abb. 6.10 die virtuelle Sperrschichttemperatur \hat{T}_{vj1} in Abb. 6.21 und 6.22 nicht korrekt bestimmen lässt. In diesem Kapitel werden daher mögliche Ursachen dafür genauer untersucht. Zunächst wird betrachtet, welche Messfehler bei der Kalibrierung entstehen können. Anschließend werden die Messergebnisse (PWM-Betrieb) aus Tab. 6.6 im Einzelpulsversuch nachgestellt, um Abweichungen durch die Regressionsfunktion zu betrachten. Zum Abschluss dieses Kapitels werden weitere Einflussgrößen auf die Ausschaltzeit t_{off} diskutiert.

6.5.1 Betrachtung von Kalibrierungsfehlern

Das Problem in der Kalibrierung im Einzelpulsversuch besteht darin, den Strom I_L zum Ausschaltzeitpunkt korrekt zu erfassen, da das dSpace-System nach Kap. 5 den Strom I_L nur mit 20kHz abtastet. In dem gemessenen Stromverlauf nach Abb. 6.23a wird im dSpace-System das Maximum bestimmt, da dieser Wert dem Strom zum Abschaltzeitpunkt am Nächsten kommt. Auf Grund der 20kHz-Abtastung kann es vorkommen, dass der gemessene Strommaximalwert um $\Delta I_{L,f}$ zu gering ist.

Es wird folglich der fehlerbehaftete Strom $I_{L,max} - \Delta I_{L,f}$ für die Bestimmung der Regressionsfunktion nach Gl. 6.8 verwendet. Dies hat nach Abb. 6.23b die folgende Auswirkung:

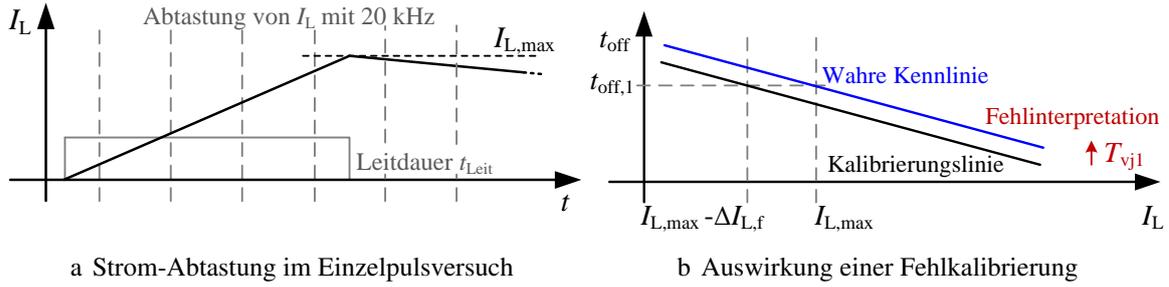


Abbildung 6.23: Vorüberlegung zur Übertragbarkeit der Kalibrierung im Einzelpulsversuch

Dem Stromwert $I_{L,\max} - \Delta I_{L,f}$ wird der Zeitwert $t_{\text{off},1}$ zugeordnet.

$$I_{L,\max} - \Delta I_{L,f} \quad \Rightarrow \quad t_{\text{off},1}$$

Es ergibt sich die fehlerbehaftete Kalibrierungslinie (schwarz) nach Abb. 6.23b. Die Abhängigkeit $t_{\text{off}}(I_L)$ wird hier vereinfacht als linear angenommen (vgl. Messdaten in Abb. 6.10). Im PWM-Betrieb beträgt die Grundfrequenz des Stroms $f_G = 1$ Hz. Daher ist die Stromänderung innerhalb einer PWM-Periode $T_S = 1$ ms näherungsweise vernachlässigbar. Der Messfehler $\Delta I_{L,f}$ tritt daher im PWM-Betrieb nicht auf. Es wird daher

$$t_{\text{off},1}(I_{L,\max})$$

im PWM-Betrieb gemessen. Da allerdings statt der wahren Kennlinie (blau) die fehlerbehaftete Kalibrierungslinie in der Regressionsfunktion hinterlegt ist, wird als Folge eine zu hohe virtuelle Sperrschichttemperatur $\hat{T}_{vj,1}$ berechnet. Es ist zu erwarten, dass die Auswirkung einer fehlerhaften Kalibrierung bei kleinen Strömen I_L größer ist, da nach Abb. 6.11, links die Temperatur-Sensitivität dort höher ist.

Bei $U_{Zk} = 250$ V steigt der Strom I_L mit $0,126$ A/ μ s an (vgl. Abb. 6.7) mit $L_{1h,1} = 2,12$ mH (vgl. Kap. 5). Bei einer Stromabtastung mit $T = 1/20$ kHz = 50 μ s ergibt sich ein maximaler Messfehler des Stromes von $\Delta I_{L,f,\max} = 6,3$ A. Da allerdings nach Abb. 6.23a das Maximum im Stromkurvenverlauf gesucht wird, ist der Fehler eher deutlich kleiner $\Delta I_{L,f} < 6,3$ A (abfallende Stromflanke ist entscheidend). Für die mittlere Sensitivität der Ausschaltzeit t_{off} bei $I_L = 150$ A, $U_{Zk} = 250$ A, $\overline{T_{R4}} = 58,38^\circ\text{C}$ gilt: (vgl. Kap. 6.3, A.2):

$$\overline{S}_I = \frac{t_{\text{off}}(I_C = 200 \text{ A}) - t_{\text{off}}(I_C = 100 \text{ A})}{I_{C,200\text{A}} - I_{C,100\text{A}}} = -0,712 \text{ ns/A} \quad (6.16)$$

Auf Grund von $\Delta I_{L,f,\max}$ ist daher eine maximale Änderung der Ausschaltzeit von $\Delta t_{\text{off}} = -0,712 \text{ ns/A} \cdot 6,3 \text{ A} = -4,48 \text{ ns}$ zu erwarten. Bei einer Temperatursensitivität von $2,18 \text{ ns/K}$ nach Abb. 6.11, links beträgt der maximal zu erwartbare Temperaturfehler $\Delta \hat{T}_{vj,1} = 2,05 \text{ K}$ durch die 20 kHz Stromabtastung. Da in Abb. 6.22 die Abweichung $\Delta \hat{T}_{vj,1} > 2 \text{ K}$ ist, werden weitere Ursachen für diese Abweichung betrachtet.

6.5.2 Einfluss der internen Gate-Widerstände

Um den Einfluss der internen Gate-Widerstände auf die Ausschaltzeit t_{off} zu diskutieren, wird das Ersatzschaltbild aus Abb. 2.2 erweitert. In Abb. 6.24 wird zusätzlich berücksichtigt,

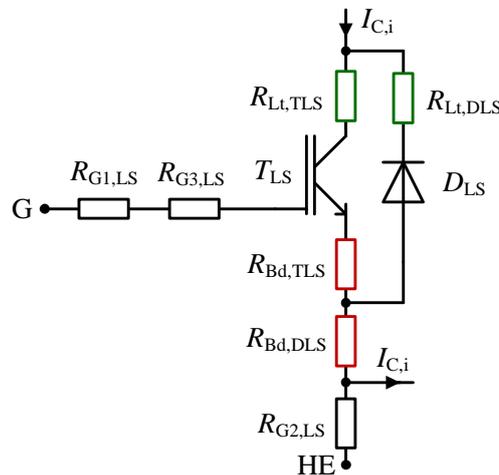


Abbildung 6.24: Ersatzschaltbild eines Low-Side IGBTs mit internen Gate-Widerständen

dass sich neben $R_{G1,LS}$ und $R_{G2,LS}$ auch ein interner Gate-Widerstand $R_{G3,LS}$ direkt auf dem Gate des IGBT-Chips befindet. Während der Kalibrierung mit Einzelpulsen sind alle internen Gate-Widerstände sowie der IGBT auf einer gleichmäßigen Temperatur. Im PWM-Betrieb erwärmt sich jedoch überwiegend nur der IGBT-Chip selbst (vgl. Abb. 6.1). Die internen Gate-Widerstände $R_{G1,LS}$ und $R_{G2,LS}$ haben eine geringere Temperatur als der IGBT-Chip. Unter der Annahme, dass alle drei internen Gate-Widerstände mit der Temperatur zunehmen, so müsste sich durch den Einfluss der internen Gate-Widerstände eine geringere Temperatur T_{vj1} durch die Ausschaltzeit t_{off} berechnen lassen. Da die Widerstände $R_{G1,LS}$ und $R_{G2,LS}$ eine geringere Temperatur haben als der IGBT-Chip. An dieser Stelle sind weitere Untersuchungen notwendig, um die genauen Wirkmechanismen bei der Ausschaltzeit zu verstehen.

6.5.3 Abweichung durch die Regressionsfunktion

Die Regressionsfunktion nach Gl. 6.8 hat nach Kap. 6.3.2 eine mittlere Abweichung (RMSE) von $1,92^{\circ}\text{C}$ an den Stützstellen. Die Abweichung außerhalb der Stützstellen lässt sich mit den Messdaten der Kalibrierung aus A.2 nicht bewerten. Um zu überprüfen, ob die Temperaturabweichung in Abb. 6.22 auch im Einzelpulsversuch vorhanden ist, werden die Arbeitspunkte nach Tab. 6.6 im Einzelpulsversuch angefahren. Die Ergebnisse der Einzelpulsversuche sind in Tab. 6.7 gegeben. Die Arbeitspunkte in Tab. 6.7 liegen außerhalb der Stützstellen der Regressionsfunktion nach Gl. 6.8. Dabei ist $\overline{T_{R4}}$ die mittlere Oberflächentemperatur des geöffneten IGBT-Moduls gemessen mit der Infrarot Kamera. Die Temperatur \hat{T}_{vj1} wird durch die Ausschaltzeit t_{off} bestimmt. Es zeigt sich, dass auch im Einzelpulsversuch eine

Tabelle 6.7: Messergebnisse für den Einzelpulsversuch

	Einzelpulsversuch						Oszilloskop
	t_{off}	I_L	U_{Zk}	\hat{T}_{vj1}	$\overline{T_{R4}}$	$\hat{T}_{vj1} - \overline{T_{R4}}$	t_{Leit}
(1)	1,5872 μs	176,39 A	240,17 V	53,13 $^{\circ}\text{C}$	50,12 $^{\circ}\text{C}$	3,01 K	1,396 ms
(2)	1,5615 μs	285,34 A	236,51 V	57,15 $^{\circ}\text{C}$	51,78 $^{\circ}\text{C}$	5,37 K	2,049 ms
(3)	1,5646 μs	288,85 A	238,65 V	58,71 $^{\circ}\text{C}$	53,71 $^{\circ}\text{C}$	5,00 K	2,051 ms
(4)	1,5981 μs	178,38 A	242,07 V	57,35 $^{\circ}\text{C}$	55,38 $^{\circ}\text{C}$	1,97 K	1,408 ms

Abweichung $\hat{T}_{vj1} - \overline{T_{R4}}$ vorhanden ist. Der Vergleich von Tab. 6.6 und 6.7 zeigt allerdings, dass im Einzelpulsversuch in Tab. 6.7 in Zeile (2) und (3) eine deutlich zu hohe Temperatur \hat{T}_{vj1} bestimmt wird. Diese Charakteristik passt nicht zur Beobachtung in Tab. 6.6. Ein weiterer Unterschied zwischen PWM-Betrieb und Einzelpulsversuch besteht darin, dass im PWM-Betrieb die Leitdauer $t_{\text{Leit}} = 0,5 \text{ ms}$ konstant ist und im Einzelpulsversuch nach Tab. 6.7 variiert. Es wird daher im Folgenden untersucht, ob die Leitdauer t_{Leit} einen Einfluss auf die Ausschaltzeit t_{off} hat.

6.5.4 Weitere Einflüsse auf die Ausschaltzeit

Um zu überprüfen, ob es einen Einfluss der Leitdauer t_{Leit} auf die Ausschaltzeit t_{off} gibt, werden Einzelpulse bei drei verschiedenen Induktivitätswerten L_{1h} durchgeführt. Mit abnehmender Induktivität L_{1h} nimmt die Stromsteigung von I_L zu und die Leitdauer t_{Leit} nimmt ab (vgl. Abb. 6.25). Nach Kap. 5 können in dem Versuchsaufbau die folgenden drei Induktivitäts-

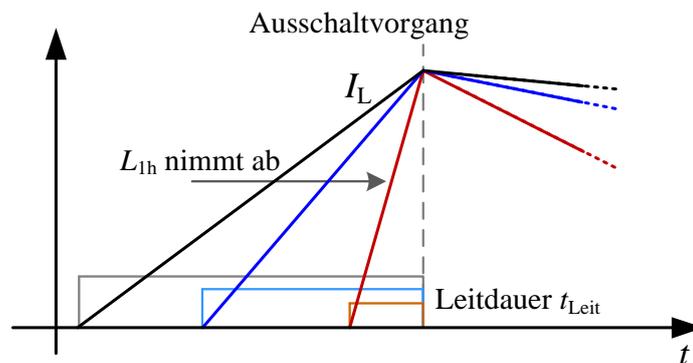


Abbildung 6.25: Auswirkung einer Änderung von L_{1h} auf die Stromsteigung von I_L und die Leitdauer t_{Leit}

werte gewählt werden:

$$(1) L_{1h,1} = 2,12 \text{ mH} \quad (2) L_{1h,2} = 1,06 \text{ mH} \quad (3) L_{1h,3} = 0,18 \text{ mH} \quad (6.17)$$

Da nach bisherigen Annahmen die Ausschaltzeit abhängt von $t_{\text{off}}(I_L, U_{Zk}, T_{vj})$, wird versucht, die Größen I_L, U_{Zk}, T_{vj} bei den drei Versuchsdurchläufen zum Ausschaltzeitpunkt konstant zu

halten. In Abb. 6.26 ist der Ausschaltvorgang für die drei Versuchsdurchläufe dargestellt. Die zeitlichen Verläufe von I_L und U_{Zk} finden sich in Abb. A.8. Die zeitlichen Verläufe in Abb. 6.26 und A.8 wurden mit dem 12 Bit Oszilloskop LeCroy HDO8108 mit einer Abtastrate von 2,5 GS/s aufgenommen. Die Spannung $U_{GE,e}$, U_{Rog} und U_{Zk} wurden mit dem differentiellen Spannungstastkopf Testec TT-SI9110 gemessen. Dabei ist U_{Rog} die Spannung der selbstgebauten Rogowski-Spule (vgl. Abb. 3.16). Die Spannung U_{Zk} wurde direkt am IGBT-Modul gemessen. Die Strommessung I_L erfolgte mit dem Stromsensor Agilent N2781A. Vor Beginn der Messungen fand ein Nullabgleich des Stromsensors statt. In einem zusätzlichen Versuch wurde die Messabweichung zwischen Stromsensor und dSpace-Strommessung betrachtet. Die Messabweichung kann näherungsweise linear mit

$$I_{L,dSpace} = 1,003 \cdot I_L + 1,759 \text{ A} \quad (6.18)$$

kompensiert werden.

In Tab. 6.8 werden die Messgrößen der drei Versuchsdurchläufe gegenübergestellt. Die Größen t_{off} , $I_{L,dSpace}$, U_{Zk} , \hat{T}_{vj1} sind mit dem dSpace-System erfasst worden. Die mittlere Oberflächentemperatur $\overline{T_{R4}}$ (gemessen mit der Infrarot-Kamera) wurde während der drei Versuchsdurchläufe durch die Temperieranlage konstant gehalten (vgl. Kap. 5). Die Größen t_{Leit} und dI_L/dt sind der Oszilloskop-Messung entnommen.

Tabelle 6.8: Ausschaltvorgang bei drei Induktivitätswerten

	dSpace-System				IR-Kam.	Oszilloskop	
	t_{off}	$I_{L,dSpace}$	U_{Zk}	\hat{T}_{vj1}	$ \overline{T_{R4}}$	t_{Leit}	dI_L/dt
(1)	1,6162 μ s	135,49 A	249,94 V	52,34°C	50,53°C	1,049 ms	0,128 A/ μ s
(2)	1,6047 μ s	136,41 A	247,01 V	48,90°C	50,41°C	0,549 ms	0,250 A/ μ s
(3)	1,5603 μ s	137,33 A	246,03 V	32,18°C	50,24°C	0,099 ms	1,417 A/ μ s

Es ergeben sich die folgenden Änderungen der Messgrößen zwischen den Versuchsdurchläufen nach Tab. 6.9: Die mittlere Sensitivität bei $L_{1h} = L_{1h,1}$ kann gemäß Kap. 6.3.1 aus den

Tabelle 6.9: Änderung der Messgrößen zwischen den Versuchsdurchläufen

	Δt_{off}	$\Delta I_{L,dSpace}$	ΔU_{Zk}	$\Delta \overline{T_{R4}}$
(1) - (2)	11,5 ns	-0,92 A	2,93 V	0,12 K
(2) - (3)	44,4 ns	-0,92 A	0,98 V	0,17 K
(1) - (3)	55,9 ns	-1,84 A	3,91 V	0,29 K

Messdaten in A.2 berechnet werden. An der Stelle $\overline{T_{R4}} = 58,38^\circ\text{C}$ und $U_{Zk} \approx 250 \text{ V}$ gilt:

$$\overline{S_I} = \frac{t_{off}(I_L = 200 \text{ A}) - t_{off}(I_L = 100 \text{ A})}{I_{L,200A} - I_{L,100A}} = -0,712 \text{ ns/A} \quad (6.19)$$

Für die mittlere Spannungssensitivität $\overline{S_U}$ gilt an der Stelle $\overline{T_{R4}} = 58,38^\circ\text{C}$ und $I_L \approx 150 \text{ A}$:

$$\overline{S_U} = \frac{t_{off}(U_{Zk} = 300 \text{ V}) - t_{off}(U_{Zk} = 200 \text{ V})}{U_{Zk,300V} - U_{Zk,200V}} = 0,590 \text{ ns/V} \quad (6.20)$$

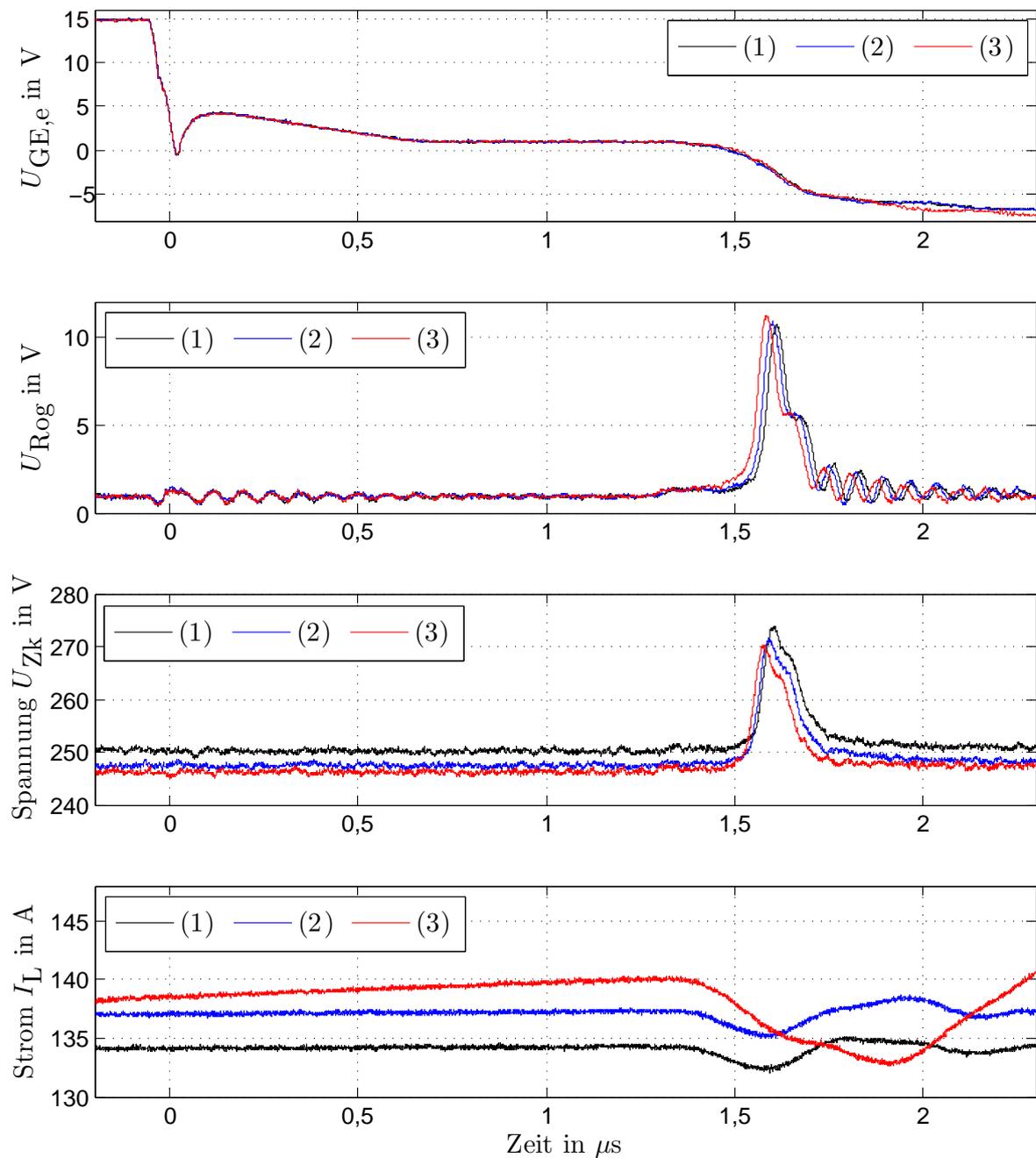


Abbildung 6.26: Betrachtung des Ausschaltvorgangs bei drei Induktivitätswerten

Für die mittlere Temperatursensitivität $\overline{S_T}$ gilt an der Stelle $I_L \approx 150 \text{ A}$ und $U_{Zk} \approx 250 \text{ V}$ (vgl. Gl. 6.5):

$$\overline{S_T} = \frac{t_{\text{off}}(\overline{T_{R4,3}}) - t_{\text{off}}(\overline{T_{R4,1}})}{\overline{T_{R4,3}} - \overline{T_{R4,1}}} = 2,43 \text{ ns/K} \quad (6.21)$$

Mit Hilfe der mittleren Sensitivitäten $\overline{S_I}$, $\overline{S_U}$ und $\overline{S_T}$ lassen sich die erwartbaren Zeitabwei-

chungen Δt_{off} mit Tab. 6.9 und Gl. 6.22 berechnen:

$$\Delta t_{\text{off,ILdsp}} = \overline{S_I} \Delta I_{L,\text{dSPACE}} \quad \Delta t_{\text{off,Uzk}} = \overline{S_U} \Delta U_{\text{Zk}} \quad \Delta t_{\text{off,TR4}} = \overline{S_T} \Delta \overline{T_{R4}} \quad (6.22)$$

Bei Betrachtung von Tab. 6.10 zeigt sich, dass die Summe der erwartbaren Zeitänderung $\sum \Delta t_{\text{off}}$ nicht der gemessenen Zeitänderung $\Delta t_{\text{off,Mess}}$ entspricht. Die Zeitabweichung $\Delta t_{\text{off,Mess}} -$

Tabelle 6.10: Betrachtung der Änderung der Ausschaltzeit Δt_{off} zwischen den Versuchsdurchläufen

	$\Delta t_{\text{off,Mess}}$	$\Delta t_{\text{off,IL,dsp}}$	$\Delta t_{\text{off,Uzk}}$	$\Delta t_{\text{off,TR4}}$	$\sum \Delta t_{\text{off}}$	$\Delta t_{\text{off,Mess}} - \sum \Delta t_{\text{off}}$
(1) - (2)	11,5 ns	0,66 ns	1,73 ns	0,29 ns	2,68 ns	8,82 ns
(2) - (3)	44,4 ns	0,66 ns	0,58 ns	0,41 ns	1,65 ns	42,75 ns
(1) - (3)	55,9 ns	1,31 ns	2,31 ns	0,70 ns	4,32 ns	51,58 ns

$\sum \Delta t_{\text{off}}$ kann einen Hinweis auf weitere Einflussgrößen geben. Als mögliche weitere Einflussgrößen kommen die Eigenerwärmung während des Einzelpulsversuchs, sowie die Leitdauer t_{Leit} und die Stromsteigung dI_L/dt in Betracht. Ließe sich $\Delta t_{\text{off,Mess}} - \sum \Delta t_{\text{off}}$ nur durch die Eigenerwärmung erklären, so müsste der Unterschied in der Eigenerwärmung zwischen Versuch (1) und (3) $51,58 \text{ ns} / 2,43 \text{ ns/K} = 21,23 \text{ K}$ betragen. Auf ein entsprechendes Ergebnis kommt auch Gl. 6.8 (kalibriert bei $L_{1h} = L_{1h,1}$) für \hat{T}_{vj1} in Tab. 6.8. Eine derartige Eigenerwärmung konnte mit getriggerteter Infrarot-Kamera-Messung nicht gemessen werden. Es bleiben die Leitdauer und der Stromanstieg als mögliche Ursachen.

Um die Auswirkung weiterer Einflussgrößen auf die Alterungsdetektion zu vermeiden, wird in Kap. 7 ein Verfahren vorgestellt, das es ermöglicht eine PWM-Kalibrierung bei einem geschlossenen IGBT-Modul durchzuführen.

6.6 Temperaturabhängigkeit der Durchlassspannung

In diesem Abschnitt wird die Abhängigkeit der gemessenen Durchlassspannung $U_{CE,on,e}$ von der Temperatur $\overline{T_{LS,ges}}$ und dem Strom I_L untersucht. Dazu werden die entsprechenden Messdaten aus Abb. A.5, A.6 und A.7 in Abb. 6.27 dargestellt und mit einer Regressionsfunktion nach Gl. 6.23 angenähert. Die Regressionskoeffizienten sind in Tab. 6.11 gegeben. Die

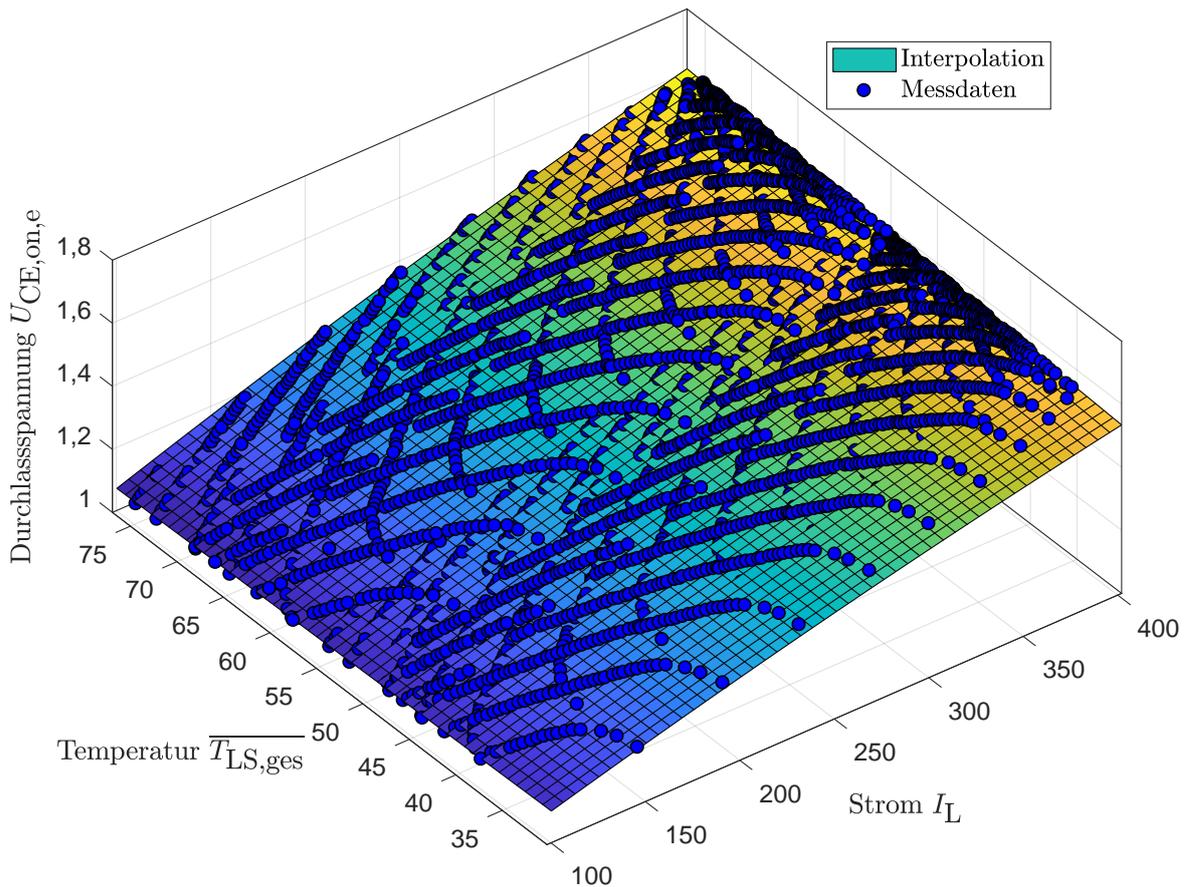


Abbildung 6.27: Betrachtung der Abhängigkeiten der Durchlassspannung $U_{CE,on,e}$

Regression erfolgte mit einem Bestimmtheitsmaß von $R^2 = 0,9995$.

$$U_{CE,on,e} = k_1 + k_2 I_L + k_3 \overline{T_{LS,ges}} + k_4 I_L^2 + k_5 I_L \overline{T_{LS,ges}} \quad (6.23)$$

Laut dem RMSE-Wert ist im quadratischen Mittel eine Abweichung von 3,4 mV an den Stützstellen zu erwarten. Anhand von Gleichung 6.23 lässt sich die Temperatursensitivität

Tabelle 6.11: Regressionskoeffizienten für $U_{CE,on,e}$

k_1 :	0,9622 V	k_2 :	$1,663 \cdot 10^{-3} \frac{V}{A}$	k_3 :	$-1,402 \cdot 10^{-3} \frac{V}{^\circ C}$
k_4 :	$-9,015 \cdot 10^{-7} \frac{V}{A^2}$	k_5 :	$7,54 \cdot 10^{-6} \frac{V}{A \cdot ^\circ C}$		

von $U_{CE,on,e}$ bei verschiedenen Stromwerten von I_L herleiten. Es gilt:

$$\frac{dU_{CE,on,e}}{dT} = k_3 + k_5 I_L \quad (6.24)$$

Der Term $k_5 I_L$ berücksichtigt, dass die Durchlassspannung $U_{CE,on,e}$ nach Kap. 3.1 für verschiedene Strombereiche NTC- oder PTC-Verhalten aufweist. Bei einem Strom von $I_L = 100\text{ A}$ bzw. $I_L = 400\text{ A}$ gilt:

$$\left. \frac{dU_{CE,on,e}}{dT} \right|_{I_L=100\text{ A}} = -0,65 \frac{\text{mV}}{\text{K}} \quad \left. \frac{dU_{CE,on,e}}{dT} \right|_{I_L=400\text{ A}} = 1,6 \frac{\text{mV}}{\text{K}} \quad (6.25)$$

Es ergeben sich verschiedene Temperatursensitivitäten im NTC- und PTC-Bereich.

6.7 Zusammenfassung des Kapitels

In diesem Kapitel wurden Messungen am geöffneten IGBT-Modul durchgeführt. Es wurde die Oberflächentemperatur der Leistungshalbleiter im Betrieb mit einer Infrarot-Kamera gemessen. Weiterhin wurde die Durchlassspannung und die Ausschaltzeit mit der Messschaltung erfasst.

Die Infrarot-Kamera Bilder zeigen, dass bei einem 400 A, 1 Hz-Sinusstrom die Oberflächentemperatur der Leistungshalbleiter nicht mit dem NTC-Widerstand erfasst werden kann. Zur Zustandsüberwachung ist daher ein genaueres Messsystem notwendig.

Die Messschaltung misst die Durchlassspannung mit einer mittleren Messabweichung von 0,44 mV. Sie ist daher in der Lage, einen Spannungsanstieg von $\approx 1,6\text{ mV/K}$ bei 400 A zu erfassen, bei dem Ziel einen Temperaturanstieg von 1 K aufzulösen. Die Ausschaltzeit wird mit einer mittleren Abweichung von 0,49 ns gemessen. Ein temperaturbedingter Zeitanstieg von $\approx 2,5\text{ ns}$ bei einem Temperaturanstieg 1 K ist damit erfassbar.

Weiterhin zeigte sich, dass sich über die Ausschaltzeit im Einzelpulsversuch die virtuelle Sperrschichttemperatur bestimmen lässt. Bei inhomogener Temperaturverteilung in der Bodenplatte des IGBT-Moduls neigt die Temperaturbestimmung über die Ausschaltzeit zu einer Mittelwertbildung.

Im PWM-Betrieb lässt sich die virtuelle Sperrschichttemperatur aus der Ausschaltzeit berechnen, falls die korrekte Regressionsfunktion bekannt ist. Eine Bestimmung der Regressionsfunktion über Einzelpulsversuche ist nicht ausreichend genau. Dazu werden verschiedene mögliche Ursachen diskutiert.

Da eine Bestimmung der Regressionsfunktion in einem separaten Prüfstand aufwendig ist, wird im folgenden Kapitel ein Konzept vorgestellt, um direkt im Umrichterbetrieb eine Regressionsfunktion zur Alterungsdetektion zu berechnen.

7 Konzept zur Alterungsidentifikation

Es hat sich in Kap. 6.4 gezeigt, dass für die Bestimmung der virtuellen Sperrschichttemperatur \hat{T}_{vj1} mittels der Ausschaltzeit t_{off} eine Kalibrierung am geöffneten IGBT-Modul notwendig ist. Da in realen Aufbauten ausschließlich kommerziell verfügbare geschlossene IGBT-Module eingesetzt werden, ist dieses Konzept auf ein reales System nicht übertragbar. Daher wird in diesem Kapitel untersucht, ob es möglich ist, anstelle der virtuellen Sperrschichttemperatur \hat{T}_{vj1} die Durchlassspannung $\hat{U}_{CE,on,e}$ mittels der Ausschaltzeit t_{off} vorherzusagen (vgl. Abb. 7.1). Eine Kalibrierung auf die mittlere Oberflächentemperatur $\overline{T}_{LS,ges}$ der Lowside IGBTs des geöffneten Moduls würde dann wegfallen. Die Durchlassspannung $U_{CE,on,e}$ ist mit der Messschaltung aus Kap. 4.1 auch am geschlossenen IGBT-Modul messbar.

7.1 Überblick

In diesem Kapitel wird folgendes Konzept untersucht: Mit Hilfe der Funktion f_{UCE} wird im PWM-Betrieb die Durchlassspannung $\hat{U}_{CE,on,e}$ vorhergesagt (vgl. Abb. 7.1). Die Funktion f_{UCE} benötigt dazu als Eingangsgrößen die Ausschaltzeit t_{off} , den Kollektorstrom I_C und die Zwischenkreisspannung U_{Zk} . Die vorhergesagte Durchlassspannung $\hat{U}_{CE,on,e}$ wird mit der

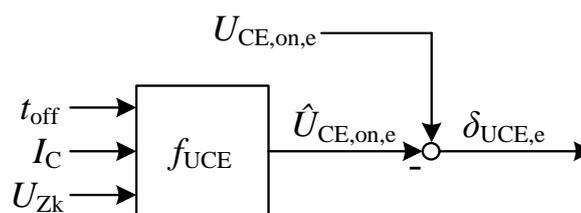


Abbildung 7.1: Blockschaltbild zur Alterungsdetektion

tatsächlich gemessenen Durchlassspannung $U_{CE,on,e}$ verglichen. Die Differenz $\delta_{UCE,e}$ wird zur Alterungsdetektion ausgewertet. Es wird in den folgenden Kapiteln untersucht, inwieweit die Differenz $\delta_{UCE,e}$ Alterungsinformationen enthält.

Anhand von Abb. 7.2 wird die Vorgehensweise an zwei PWM-Perioden betrachtet: Für den Fall, dass keine Alterung vorliegt, liegt die Differenz $\delta_{UCE,e}$ unterhalb eines definierten Schwellwerts. Sobald die Durchlassspannung $U_{CE,on,e}$ auf Grund von Alterungseffekten steigt (vgl. Kap. 3.1), steigt auch die Differenz $\delta_{UCE,e}$ mit dem Strom I_C an (vgl. Abb. 7.2). Es wird im Folgenden der folgende Alterungseffekt betrachtet: Das Emitterpotential des IGBTs wird

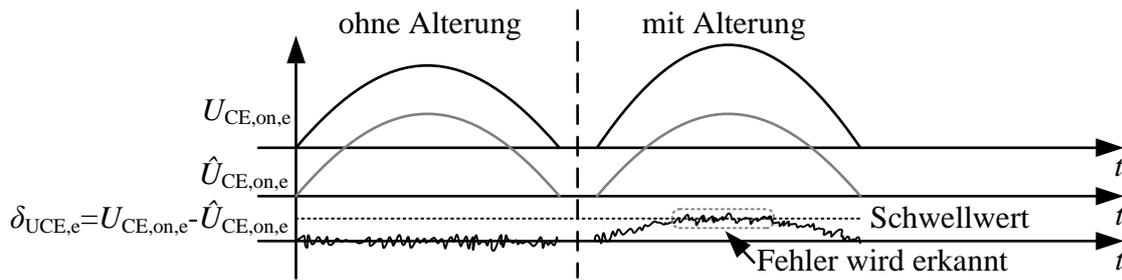


Abbildung 7.2: Konzept zur Alterungsdetektion

durch Bonddrahnte kontaktiert. Werden alterungsbedingt, einzelne Bonddrahnte kontaktlos, so kommt elektrisch betrachtet, der Widerstand $\Delta R_{Bd,g}$ durch Bonddrahtverschlechterung auf Emittenseite hinzu. Für die Durchlassspannung $U_{CE,on,e}$ gilt in diesem Fall:

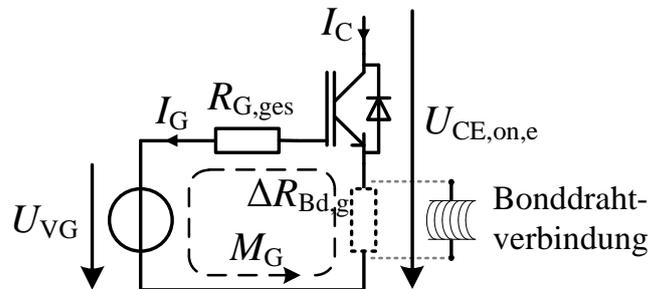


Abbildung 7.3: Auswirkung der Bonddrahtdegradation

$$U_{CE,on,e} = U_{CE,on,e,ungealtert} + \Delta R_{Bd,g} I_C \quad (7.1)$$

In der Masche M_G des Gate-Stroms I_G liegt $\Delta R_{Bd,g}$ in Reihe zum gesamten Gate-Widerstand $R_{G,ges}$. Da $R_{G,ges}$ im Bereich von $\approx 5\Omega$ liegt und sich $\Delta R_{Bd,g}$ im $\mu\Omega$ -Bereich verändert (vgl. Kap. 3.1), müsste die Auswirkung von $\Delta R_{Bd,g}$ auf die Ausschaltzeit t_{off} geringer sein, als auf die Durchlassspannung $U_{CE,on,e}$. Diese Annahme wird in Abschnitt 7.1.4 experimentell untersucht.

7.1.1 Kalibrierung auf die Durchlassspannung

Zunächst wird in diesem Kapitel eine geeignete Regressionsfunktion f_{UCE} hergeleitet. Bisher galt für die Durchlassspannung $U_{CE,on,e}$ die Gleichung 6.23:

$$U_{CE,on,e} = k_1 + k_2 I_L + k_3 \overline{T_{LS,ges}} + k_4 I_L^2 + k_5 I_L \overline{T_{LS,ges}} \quad (7.2)$$

Die virtuelle Sperrschichttemperatur \hat{T}_{vj1} wurde bisher mit Gl. 6.8 anhand der Ausschaltzeit t_{off} folgendermaßen bestimmt:

$$\begin{aligned} \hat{T}_{vj1} = & p_1 + p_2 U_{Zk} + p_3 I_L + p_4 U_{Zk} I_L + p_5 I_L^2 + p_6 U_{Zk} I_L^2 + p_7 t_{off} + p_8 U_{Zk} t_{off} \\ & + p_9 I_L t_{off} + p_{10} U_{Zk} I_L t_{off} + p_{11} I_L^2 t_{off} + p_{12} U_{Zk} I_L^2 t_{off} \end{aligned} \quad (7.3)$$

Es wird im Folgenden davon ausgegangen, dass die mittlere gemessene Oberflächentemperatur $\overline{T}_{LS,ges}$ der Lowside IGBTs der virtuellen Sperrschichttemperatur entspricht: $\overline{T}_{LS,ges} = \hat{T}_{vj1}$. Daher wird zunächst die Gl. 7.2 umgeformt:

$$U_{CE,on,e} = k_1 + k_2 I_L + k_4 I_L^2 + \hat{T}_{vj1} (k_3 + k_5 I_L) \quad (7.4)$$

In Gl. 7.4 taucht der Term $k_5 I_L \hat{T}_{vj1}$ auf. Dieser wird genauer betrachtet, da er eine Änderung der Struktur der Regressionsfunktion von Gl. 7.3 bedeutet.

$$\begin{aligned} \hat{T}_{vj1} k_5 I_L = & p_1 k_5 I_L + p_2 U_{Zk} k_5 I_L + p_3 I_L k_5 I_L + p_4 U_{Zk} I_L k_5 I_L + \underbrace{p_5 I_L^2 k_5 I_L}_{(1)} + \underbrace{p_6 U_{Zk} I_L^2 k_5 I_L}_{(2)} \\ & + p_7 t_{off} k_5 I_L + p_8 U_{Zk} t_{off} k_5 I_L + p_9 I_L t_{off} k_5 I_L + p_{10} U_{Zk} I_L t_{off} k_5 I_L \\ & + \underbrace{p_{11} I_L^2 t_{off} k_5 I_L}_{(3)} + \underbrace{p_{12} U_{Zk} I_L^2 t_{off} k_5 I_L}_{(4)} \end{aligned} \quad (7.5)$$

In den Termen (1), (2), (3) und (4) kommt der Strom I_L in der dritten Potenz vor. Die Regressionsgleichung zur Vorhersage der Durchlassspannung $\hat{U}_{CE,on,e}$ wird daher folgendermaßen aufgestellt:

$$\begin{aligned} \hat{U}_{CE,on,e} = & c_1 + c_2 U_{Zk} + c_3 I_L + c_4 U_{Zk} I_L + c_5 I_L^2 + c_6 I_L^3 + c_7 U_{Zk} I_L^2 + c_8 U_{Zk} I_L^3 + c_9 t_{off} + c_{10} U_{Zk} t_{off} \\ & + c_{11} I_L t_{off} + c_{12} U_{Zk} I_L t_{off} + c_{13} I_L^2 t_{off} + c_{14} I_L^3 t_{off} + c_{15} U_{Zk} I_L^2 t_{off} + c_{16} U_{Zk} I_L^3 t_{off} \end{aligned} \quad (7.6)$$

7.1.2 Vorhersage der Durchlassspannung

Auf Grund der Messdaten aus Abb. A.5 und A.7 ergeben sich die folgenden Koeffizienten für Gleichung 7.6 für $I_L > 100$ A und $t_{off} > 1,5$ μ s.

Tabelle 7.1: Regressionskoeffizienten für $\hat{U}_{CE,on,e}$

$c_1 :$	0	V	$c_7 :$	$2,5744 \cdot 10^{-7}$	$\frac{1}{A^2}$	$c_{12} :$	0	$\frac{1}{A \cdot s}$
$c_2 :$	0,0036	1	$c_8 :$	$-4,4691 \cdot 10^{-10}$	$\frac{1}{A^3}$	$c_{13} :$	0	$\frac{V}{A^2 \cdot s}$
$c_3 :$	0,0165	$\frac{V}{A}$	$c_9 :$	0	$\frac{V}{s}$	$c_{14} :$	0,0047	$\frac{V}{A^3 \cdot s}$
$c_4 :$	$-5,8900 \cdot 10^{-5}$	$\frac{1}{A}$	$c_{10} :$	0	$\frac{1}{s}$	$c_{15} :$	$-0,0018$	$\frac{1}{A^2 \cdot s}$
$c_5 :$	$-6,3694 \cdot 10^{-5}$	$\frac{V}{A^2}$	$c_{11} :$	0	$\frac{V}{A \cdot s}$	$c_{16} :$	$6,5154 \cdot 10^{-5}$	$\frac{1}{A^3 \cdot s}$
$c_6 :$	$7,8145 \cdot 10^{-8}$	$\frac{V}{A^3}$						

Es ist an den Stützstellen eine mittlere Abweichung von 3,7 mV auf Grund des RMSE-Wertes der Regression zu erwarten. Mit den Koeffizienten aus Tabelle 7.1 und Gleichung 7.6 wird für die Messdaten für $T_{\text{NTC}} \approx 40^\circ\text{C}$ die vorhergesagte Durchlassspannung $\hat{U}_{\text{CE,on,e}}$ berechnet. In Abb. 7.4 wird $\hat{U}_{\text{CE,on,e}}$ für $I_L > 100\text{ A}$ für zwei Zeitbereiche dargestellt.

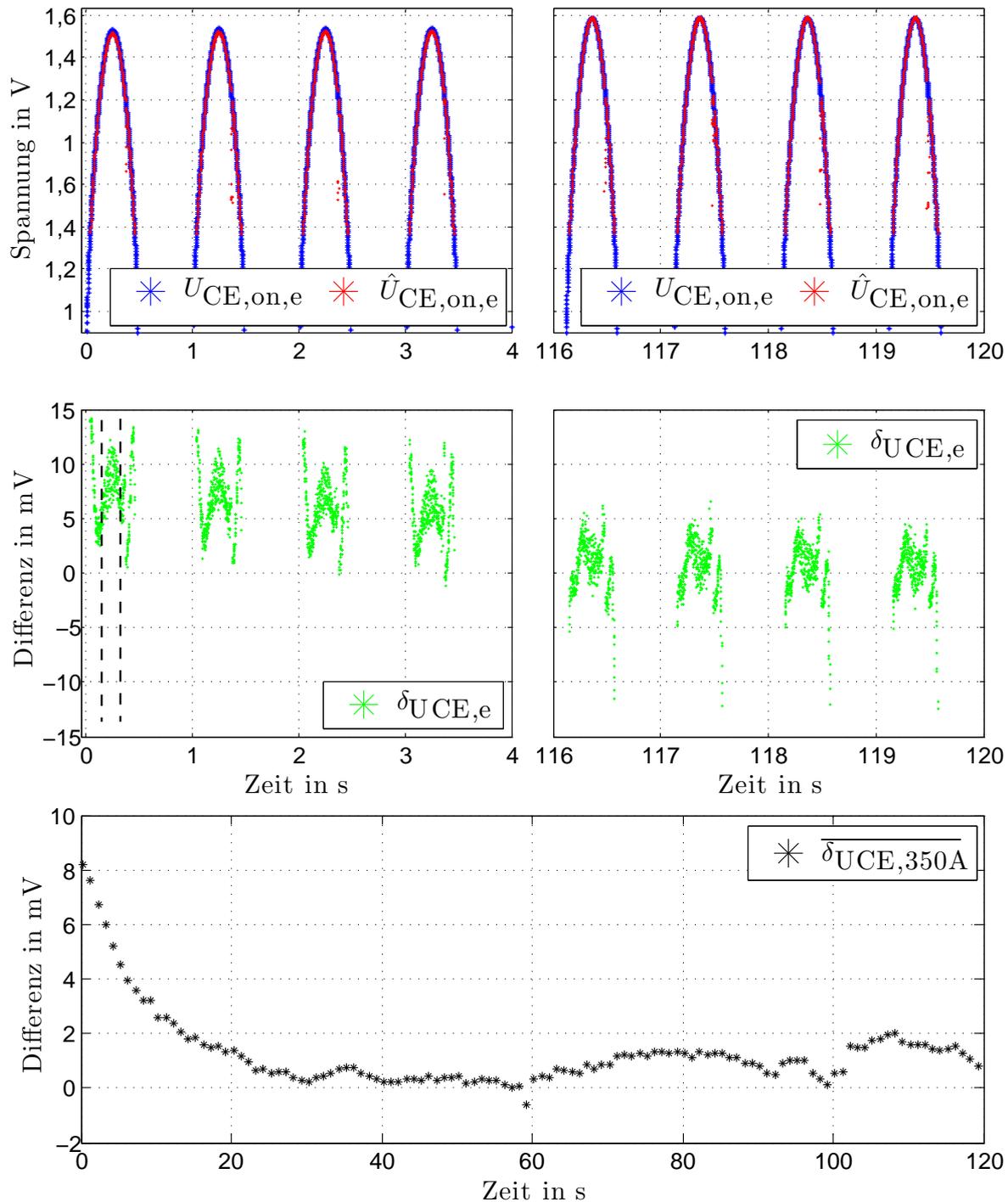


Abbildung 7.4: Vorhersage der Durchlassspannung

Die Durchlassspannung $U_{CE,on,e}$ nimmt auf Grund des Anstiegs der Temperatur der Lowside IGBTs zu. Die vorhergesagte Durchlassspannung $\hat{U}_{CE,on,e}$ steigt ebenfalls, da die Ausschaltzeit t_{off} diese Temperaturinformation ebenso enthält. Die Differenz $\delta_{UCE,e}$ ist ebenfalls in Abb. 7.4 dargestellt. Zu Beginn liegt $\delta_{UCE,e}$ im Bereich 4 mV bis 15 mV. In dem zweiten Zeitbereich ist $\delta_{UCE,e}$ deutlich geringer. Die Differenz $\delta_{UCE,e}$ liegt in diesem Fall im Bereich -5 mV bis 5 mV. Unterbrechungen und Messausreißer in $\delta_{UCE,e}$ lassen sich mit dem Problem der Störeinkopplung in Kap. 6.2.1 begründen. Es wurden Messwerte für $t_{off} < 1,533 \mu\text{s}$ aussortiert zur Bestimmung von $\delta_{UCE,e}$. Der zeitliche Verlauf $\delta_{UCE,e}$ über die 2 min Messdauer wird im Folgenden genauer betrachtet. Um das Messrauschen in $\delta_{UCE,e}$ zu verringern, wird jeweils für den Strombereich $I_L > 350$ A der Mittelwert über einer positiven Stromhalbwelle gebildet. Es gilt:

$$\overline{\delta_{UCE,350A}} = \frac{1}{n} \sum^n \delta_{UCE,e}(t) \quad \text{für } I_L > 350 \text{ A} \quad (7.7)$$

Die Mittelwertbildung findet beispielsweise jeweils innerhalb der gestrichelten Linien in der Darstellung von $\delta_{UCE,e}$ in Abb. 7.4 statt. Die abschnittsweise gemittelte Differenz $\overline{\delta_{UCE,350A}}$ ist ebenfalls in Abb. 7.4 dargestellt. Zu Beginn beträgt die gemittelte Differenz $\overline{\delta_{UCE,350A}} \approx 8$ mV und nimmt mit der Zeit t ab, sodass für $t > 14,25$ s für die gemittelte Differenz gilt: $\overline{\delta_{UCE,350A}} < 2$ mV.

7.1.3 Erwärmung der internen Gate-Widerstände

Die Ursache für das Einschwingverhalten von $\overline{\delta_{UCE,350A}}$ wird anhand von Thermogrammen von der Oberfläche des IGBT-Moduls weiter diskutiert. In Abb. 7.5 ist ein Thermogramm bei $t = 0,26\text{ s}$ gegeben. Die Bodenplatte hat anfangs eine homogene Temperatur. Der Unterschied

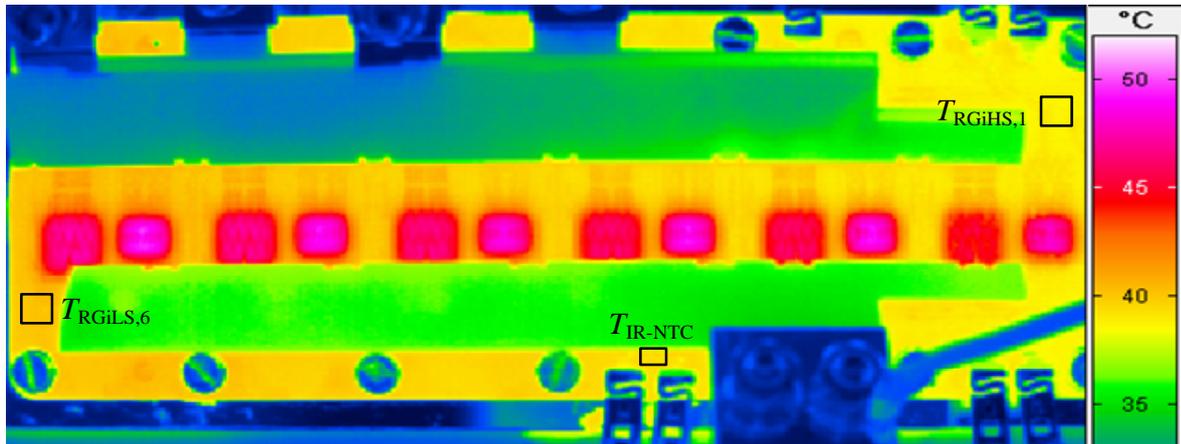


Abbildung 7.5: Thermogramm zum Zeitpunkt $t = 0,26\text{ s}$, $I_L = 401,15\text{ A}$, $T_{\text{RGiLS},6} = 40,07^\circ\text{C}$, $T_{\text{RGiHS},1} = 39,00^\circ\text{C}$

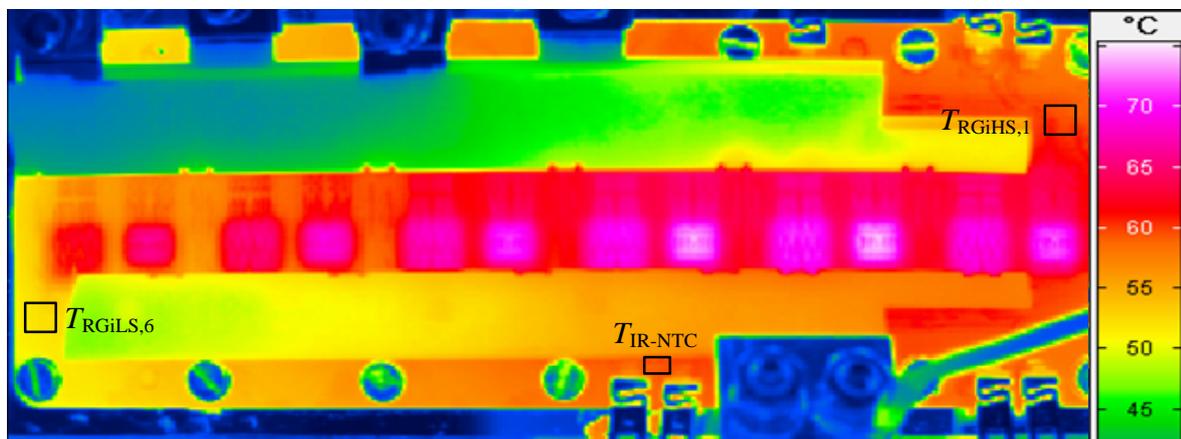


Abbildung 7.6: Thermogramm zum Zeitpunkt $t = 119,37\text{ s}$, $I_L = 400,54\text{ A}$, $T_{\text{RGiLS},6} = 51,79^\circ\text{C}$, $T_{\text{RGiHS},1} = 60,46^\circ\text{C}$

zwischen $T_{\text{RGiLS},6}$ und $T_{\text{RGiHS},1}$ beträgt nur $1,07\text{ K}$. Die Erwärmung findet anfangs nur in den IGBT-Leistungshalbleitern statt. Wird in Abb. 7.6 ein Thermogramm zum Zeitpunkt $t = 119,37\text{ s}$ betrachtet, so zeigt sich, dass sich eine inhomogene Temperaturverteilung in der Bodenplatte ausbildet. Der Unterschied zwischen $T_{\text{RGiLS},6}$ und $T_{\text{RGiHS},1}$ beträgt in diesem Fall $8,67\text{ K}$. Der Temperaturunterschied in der Bodenplatte entsteht dadurch, dass das Kühlmedium links in den Kühlkörper einströmt. Die Temperaturmessstellen $T_{\text{RGiLS},6}$ und $T_{\text{RGiHS},1}$ befinden sich an der Position von den internen Gate-Widerständen von einem Low-Side IGBT und einem High-Side IGBT (vgl. Abb. 2.2 und 6.1). Die sich verändernde Temperaturverteilung

in der Bodenplatte müsste eine Auswirkung auf den temperaturabhängigen Widerstandswert der internen Gate-Widerstände haben. Der Gesamt-Gate-Widerstand, bestehend aus internen und externen Gate-Widerständen, hat nach Gl. 3.15 einen maßgeblichen Einfluss auf die Ausschaltzeit t_{off} . Da der überwiegende Teil der Messdaten bei inhomogener Temperaturverteilung in der Bodenplatte aufgenommen wird, führt der Anfangszustand in Abb. 7.5 zu einer Abweichung von $\delta_{\text{UCE},350\text{A}}$ in Abb. 7.4. Die Regressionsgleichung Gl. 7.6 mit den entsprechenden Regressionskoeffizienten Tab. 7.1 ist daher nur für den kalibrierten Zustand gültig.

Im Folgenden wird eine weitere Ursache diskutiert. In Abb. 7.7 ist die gemittelte Temperatur $\overline{T_{\text{Rgi,ers}}}$ der internen Gate-Widerstände $T_{\text{RgiHS},1}$ und $T_{\text{RgiLS},6}$ dargestellt. Die mittlere Temperatur der Low-Side IGBTs $\overline{T_{\text{LS,ges}}}$ ist nach Abb. 6.1 definiert. Es hat sich in einer zusätzlichen Untersuchung gezeigt, dass die Temperatur der internen Gate-Widerstände $T_{\text{RgiHS},1}$ und $T_{\text{RgiLS},6}$ nicht der zyklischen Erwärmung von $\overline{T_{\text{LS,ges}}}$ folgt.

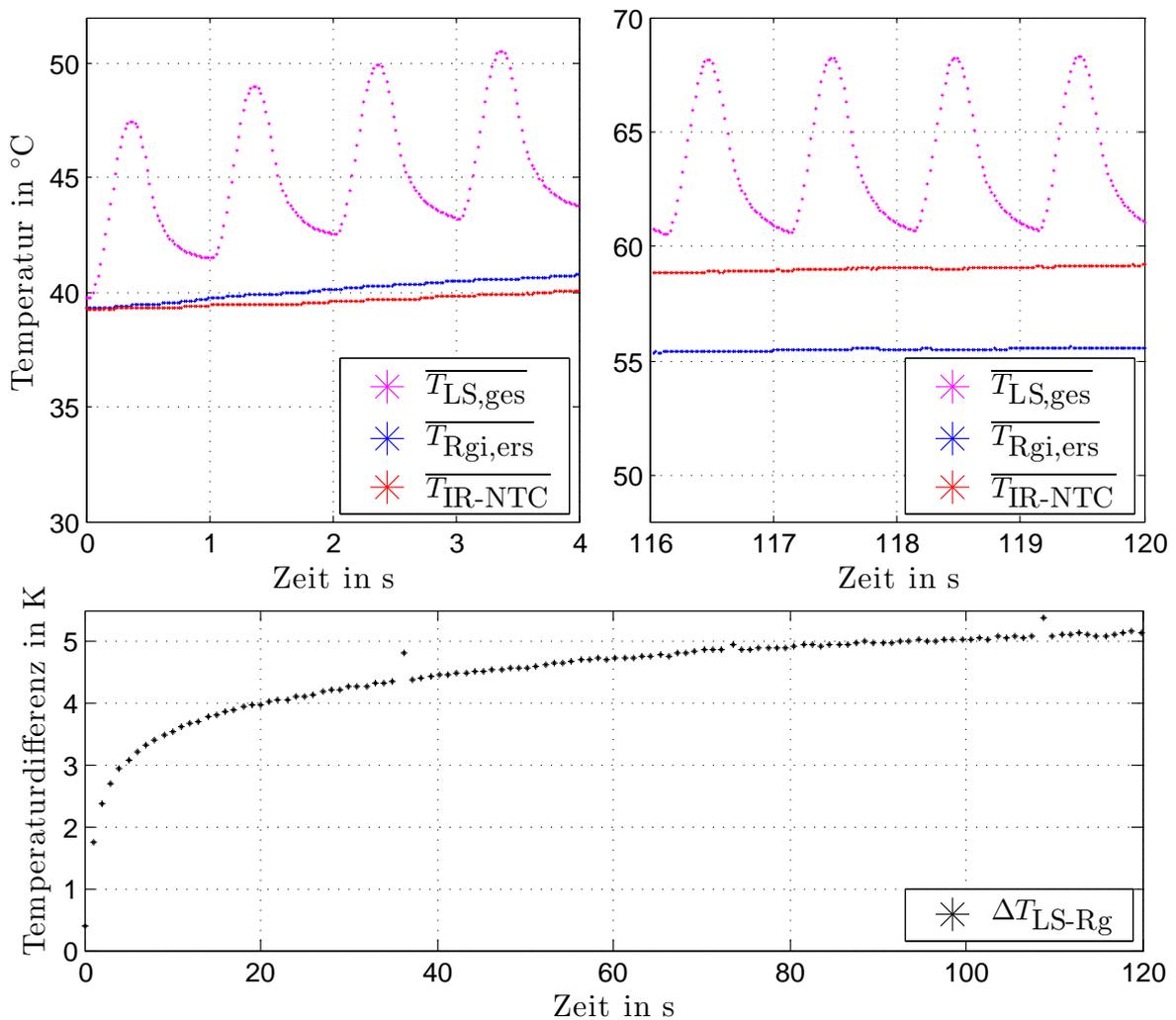


Abbildung 7.7: Gemittelte Temperatur $\overline{T_{\text{Rgi,ers}}}$ der messbaren internen Gate-Widerstände aus den Messdaten in A.6

Die Größe $\Delta T_{\text{LS-Rg}}$ gibt den Abstand von $\overline{T_{\text{Rgi,ers}}}$ zu den Minima von $\overline{T_{\text{LS,ges}}}$ an. Die deutliche

Zunahme von ΔT_{LS-Rg} zu Beginn könnte ebenfalls eine Erklärung dafür darstellen, dass es zu Beginn zu einer deutlichen Abweichung in $\overline{\delta_{UCE,350A}}$ kommt. Die sich verändernde Temperaturverteilung hat einen Einfluss auf die internen Gate-Widerstände. An dieser Stelle sind weitere Untersuchungen notwendig, die über den Umfang dieser Arbeit hinausgehen, um genau bewerten zu können, inwieweit die Änderung der Temperaturverteilung die Ausschaltzeit t_{off} verändert.

7.1.4 Validierung im Experiment

Dieser Abschnitt beschäftigt sich mit der These aus Abschnitt 7.1. Es wird untersucht, ob die Differenz $\delta_{UCE,e}$ beim Durchtrennen von Bonddrähten ansteigt. Die Bonddrähte werden nach Abb. 2.2 auf der Verbindung zwischen IGBT und Diode durchtrennt, sodass sich $R_{Bd,TLs}$ erhöht. Anfangs sind 8 Bonddrähte je IGBT-Leistungshalbleiter vorhanden. Das Durchtrennen der Bonddrähte erfolgt nach dem Ablauf in Tab. 7.2. Es werden Bonddrähte bei den IGBTs $T_{LS,2}$ und $T_{LS,3}$ nach Abb. 7.8 durchtrennt. Diese Leistungshalbleiter wurden ausgewählt, da

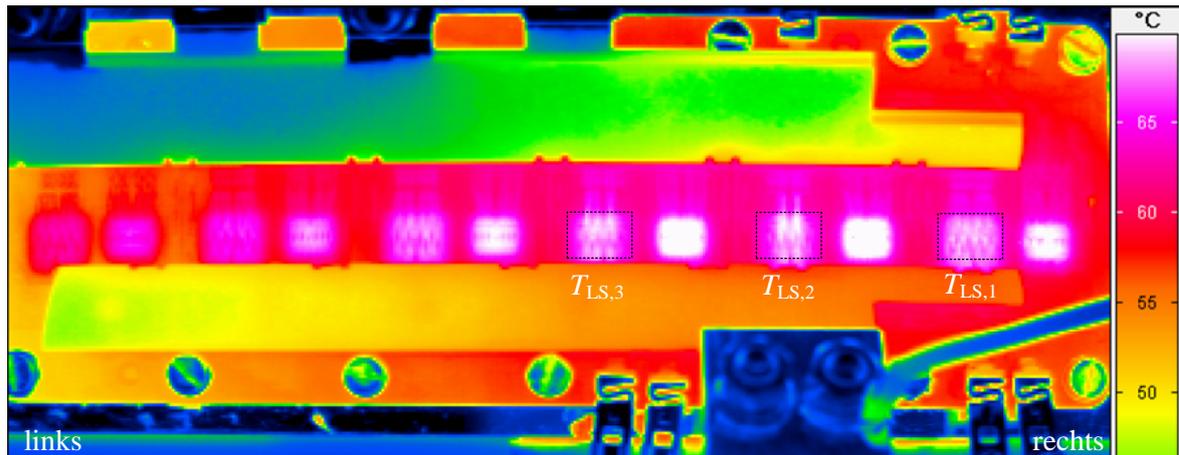


Abbildung 7.8: Thermogramm bei Versuch (7) zum Zeitpunkt $t = 102,4\text{ s}$, $I_L = 401\text{ A}$,
 $\overline{T_{LS,1}} = 67,8^\circ\text{C}$, $T_{LS,1,\text{max}} = 69,26^\circ\text{C}$, $\overline{T_{LS,2}} = 67,04^\circ\text{C}$, $T_{LS,2,\text{max}} = 70,31^\circ\text{C}$,
 $\overline{T_{LS,3}} = 67,03^\circ\text{C}$, $T_{LS,3,\text{max}} = 69,51^\circ\text{C}$

sie bei den bisherigen Versuchen in Kap. 6.1, Abb. 6.2 die heißeste mittlere Oberflächentemperatur hatten. Da mit dem Durchtrennen der Bonddrähte Alterungseffekte simuliert werden sollen, stellen die IGBTs $T_{LS,2}$ und $T_{LS,3}$ daher eine geeignete Wahl dar. Es werden pro Leistungshalbleiter $T_{LS,2}$ und $T_{LS,3}$ jeweils bis zu vier Bonddrähte durchtrennt. Für diesen

Tabelle 7.2: Durchtrennen von Bonddrähten, Überblick

Versuch	IGBT $T_{LS,2}$	IGBT $T_{LS,3}$
(V0)	0 Bonddrähte geschnitten	0 Bonddrähte geschnitten
(V1)	1 Bonddraht rechts geschnitten	0 Bonddrähte geschnitten
(V2)	2 Bonddrähte rechts geschnitten	0 Bonddrähte geschnitten
(V3)	2 Bonddrähte rechts, 1 links geschnitten	0 Bonddrähte geschnitten
(V4)	2 Bonddrähte rechts, 1 links geschnitten	1 Bonddraht rechts geschnitten
(V5)	2 Bonddrähte rechts, 1 links geschnitten	2 Bonddrähte rechts geschnitten
(V6)	2 Bonddrähte rechts, 1 links geschnitten	2 Bonddrähte rechts, 1 links geschnitten
(V7)	2 Bonddrähte rechts, 2 links geschnitten	2 Bonddrähte rechts, 1 links geschnitten
(V8)	2 Bonddrähte rechts, 2 links geschnitten	2 Bonddrähte rechts, 2 links geschnitten

Versuch wurde der Versuchsstand umgebaut. Der Zwischenkreiskondensator wird in diesem Fall von einer Labor-Gleichspannungsquelle gespeist, damit im Fehlerfall der Kurzschlussstrom begrenzt werden kann. Da der Versuchsaufbau geändert wurde, müssen anfangs neue

Regressionskoeffizienten bestimmt werden (vgl. Kap. 6.3.5), gemäß dem Vorgehen in Kap. 7.1.2. Die neuen Regressionskoeffizienten finden sich in Tab. A.1.

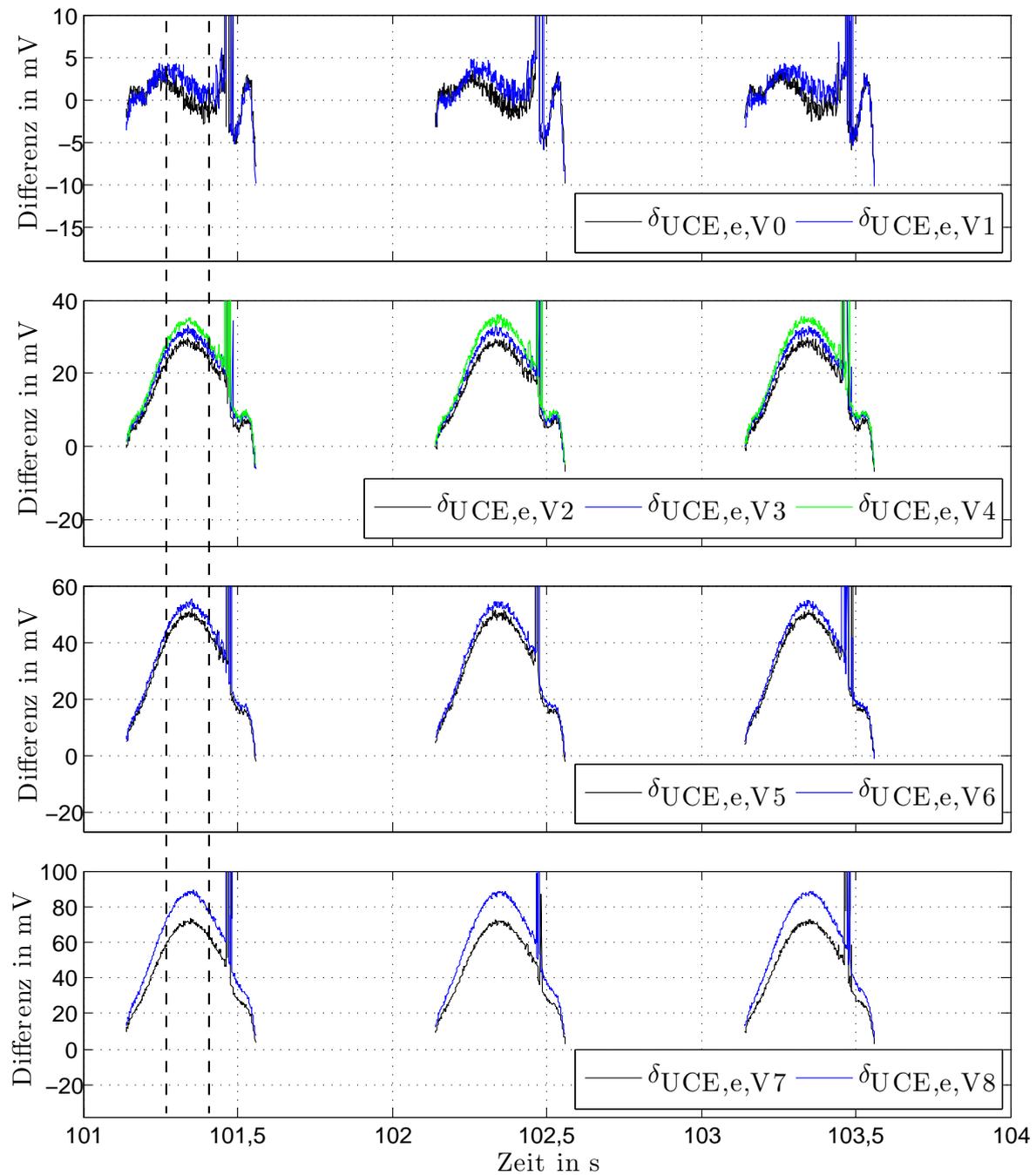


Abbildung 7.9: Differenz $\delta_{UCE,e}$ bei den Versuchen nach Tab. 7.2

Es zeigt sich in Abb. 7.9, dass die Differenz $\delta_{UCE,e}$ mit fortschreitendem Durchtrennen der Bonddrähte, wie erwartet, fortlaufend ansteigt. Die Messausreißer in Abb. 7.9 sind auf das

Problem der Störeinkopplung auf die Ausschaltzeitmessung t_{off} nach Kap. 6.2.1 zurückzuführen. Eine Auswertung des Mittelwerts $\overline{\delta_{\text{UCE},350\text{A}}}$ für $I_L > 350\text{ A}$ findet sich in Abb. 7.10. Der

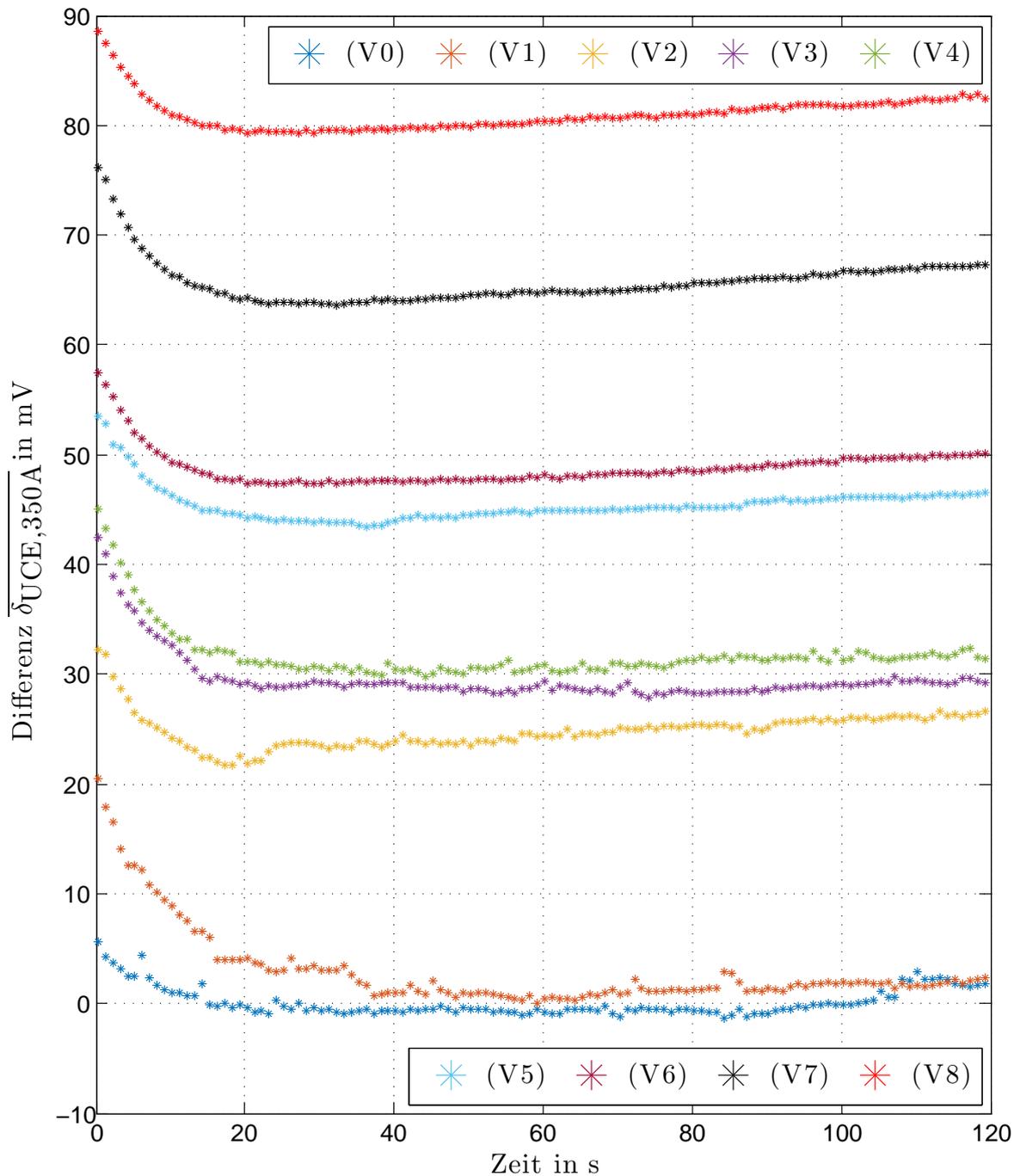


Abbildung 7.10: Betrachtung des Mittelwerts $\overline{\delta_{\text{UCE},e,350\text{A}}}$ für $I_L > 350\text{ A}$, Versuche nach Tab. 7.2

Mittelwert $\overline{\delta_{\text{UCE},350\text{A}}}$ nimmt mit der Anzahl der durchtrennten Bonddrähte zu. Allerdings ist die Höhe der Zunahme von $\overline{\delta_{\text{UCE},350\text{A}}}$ abhängig davon, welcher Bonddraht durchtrennt wird. Die mittleren Anstiege von $\overline{\delta_{\text{UCE},350\text{A}}}$ bei der Durchtrennung der Bonddrähte sind in Tab. 7.3 gegeben: Es zeigt sich, dass die Differenz $\overline{\delta_{\text{UCE},350\text{A}}}$ am stärksten zunimmt, wenn auf einer

Tabelle 7.3: Betrachtung des Anstiegs von $\overline{\delta_{UCE,350A}}$ beim Durchtrennen der Bonddrähte

(V0) \Rightarrow (V1)	Der 1. Bonddraht wird an $T_{LS,2}$ rechts geschnitten.	Anstieg um $\approx 2,9$ mV
(V2) \Rightarrow (V3)	Der 1. Bonddraht wird an $T_{LS,2}$ links geschnitten.	Anstieg um $\approx 4,8$ mV
(V3) \Rightarrow (V4)	Der 1. Bonddraht wird an $T_{LS,3}$ rechts geschnitten.	Anstieg um $\approx 2,1$ mV
(V5) \Rightarrow (V6)	Der 1. Bonddraht wird an $T_{LS,3}$ links geschnitten.	Anstieg um $\approx 3,4$ mV
<hr/>		
(V1) \Rightarrow (V2)	Der 2. Bonddraht wird an $T_{LS,2}$ rechts geschnitten.	Anstieg um $\approx 21,8$ mV
(V4) \Rightarrow (V5)	Der 2. Bonddraht wird an $T_{LS,3}$ rechts geschnitten.	Anstieg um $\approx 13,7$ mV
(V6) \Rightarrow (V7)	Der 2. Bonddraht wird an $T_{LS,2}$ links geschnitten.	Anstieg um $\approx 16,9$ mV
(V7) \Rightarrow (V8)	Der 2. Bonddraht wird an $T_{LS,3}$ links geschnitten.	Anstieg um $\approx 15,3$ mV

Seite des IGBTs zwei Bonddrähte durchtrennt werden. Ein Thermogramm für den Zustand von Versuch (V7) ist in Abb. 7.8 gegeben. In diesem Zustand zeigt sich, dass besonders die

(V7) $T_{LS,2}$ 2 Bonddrähte rechts, 2 links fehlen $T_{LS,3}$ 2 Bonddrähte rechts, 1 links fehlen

Randbereiche der Chipfläche von $T_{LS,2}$ eine geringere Temperatur haben als bei $T_{LS,1}$. Auf Grund der fehlenden Bonddrähte sind die Randbereiche von $T_{LS,2}$ weniger am Stromfluss beteiligt. Die Ergebnisse lassen darauf schließen, dass die Differenz $\overline{\delta_{UCE,350A}}$ besonders stark ansteigt, wenn Engstellen für den Strom I_L entstehen.

Weiterhin deuten die Ergebnisse daraufhin, dass die Differenz $\overline{\delta_{UCE,350A}}$ zur Zustandsüberwachung der Bonddrähte ausgewertet werden kann. Ein schrittweiser Anstieg von $\overline{\delta_{UCE,350A}}$ erlaubt einen Rückschluss auf eine Veränderung der Bonddrähte.

7.2 Diskussion des Verfahrens

In diesem Abschnitt wird ausblickend diskutiert wie das in Kap. 7.1 vorgestellte Verfahren auf einen realen Umrichter anwendbar ist. Dazu ist in Abb. 7.11 das Ersatzschaltbild eines dreiphasigen Umrichters dargestellt. Der Umrichter ist aus IGBT-Halbbrückenmodulen aufgebaut. Es wird je IGBT-Leistungshalbleiter einmal die Messschaltung für die Durchlassspannung

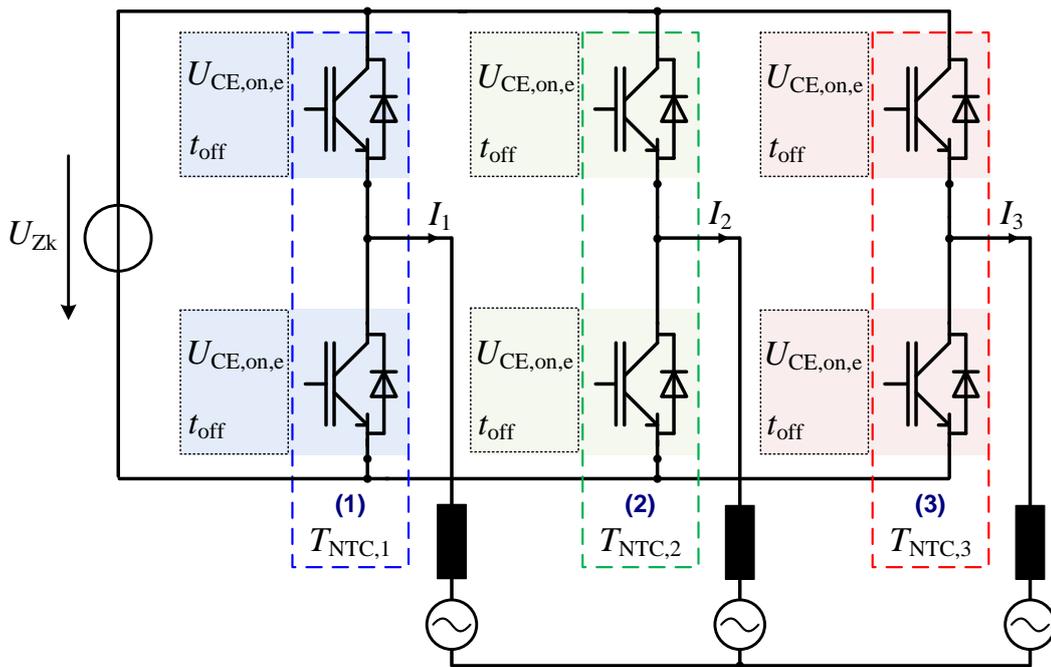


Abbildung 7.11: Ersatzschaltbild eines Dreiphasigen Umrichters mit IGBT-Halbbrückenmodulen

$U_{CE,on,e}$ und die Ausschaltzeit t_{off} benötigt. Die in Kap. 4 beschriebenen Messschaltungen können ggf. in den Gate-Treiber integriert werden. Die Messschaltungen werden fest mit den Messgrößen verbunden, damit die Kontaktwiderstände keinen entscheidenden Einfluss auf das Messergebnis haben.

Die Kalibrierung kann folgendermaßen ablaufen. Es muss davon ausgegangen werden, dass die Halbbrückenmodule bei Inbetriebnahme ungealtert sind. Der Umrichter wird in Betrieb genommen und durchläuft während des Betriebs verschiedene Betriebspunkte. Anhand der Auswertung von der NTC-Temperatur T_{NTC} , den Strömen I_1 , I_2 , I_3 und der Zwischenkreisspannung U_{Zk} kann bewertet werden, in welchem Betriebspunkt sich der Umrichter befindet. Die Messschaltungen für $U_{CE,on,e}$ und t_{off} zeichnen währenddessen die ganze Zeit Daten auf. Der zeitliche Verlauf der Ströme I_1 , I_2 und ggf. I_3 , sowie der zeitliche Verlauf der Spannung U_{Zk} werden ebenfalls aufgezeichnet. Nach dem der Umrichter alle Betriebspunkte durchlaufen hat, ist die Kalibrierungsphase abgeschlossen und aus den Daten kann die Regressionsfunktion f_{UCE} zur Vorhersage der Durchlassspannung $\hat{U}_{CE,on,e}$ berechnet werden (vgl. Kap. 7.1). Es sei dabei anzumerken, dass die Regressionsfunktion nur für die Betriebspunkte der kalibrierten Zustände gültig ist. Sollte sich herausstellen, dass die Leitdauer t_{Leit} einen Einfluss auf die Ausschaltzeit t_{off} hat, kann t_{Leit} mit in die Regressionsfunktion aufgenommen werden. Gegeben

nenfalls ist es auch notwendig Betriebspunkt abhängige Regressionsfunktionen aufzustellen. Im Rahmen dieser Arbeit wurde das IGBT-Modul FF1000R17 betrachtet. In diesem Modul sind interne Gate-Widerstände neben dem IGBT-Chip platziert. Nach Gl. 3.15 sind die internen Gate-Widerstände maßgeblich an der Ausschaltzeit t_{off} beteiligt. Da sich die Größe der internen Gate-Widerstände mit der Temperatur ändert, hat auch die Temperaturverteilung in der Bodenplatte einen Einfluss auf das in Kap. 7.1 beschriebene Verfahren. Diese Problematik tritt ggf. bei Leistungshalbleitermodulen nicht auf, bei denen die internen Gate-Widerstände nur direkt auf den Leistungshalbleitern sitzen. An dieser Stelle sind weitere Untersuchungen notwendig.

Sobald mit diesem Verfahren ausgeschlossen werden kann, dass Alterung in den Bonddrähten vorliegt, kann die Durchlassspannung $U_{\text{CE,on,e}}$ zur Bestimmung der virtuellen Sperrschichttemperatur T_{vj} herangezogen werden. Um eine Lotschichtdegradation in der Chiplötung oder der Systemlötung zu detektieren (vgl. Abb. 2.4), können Veränderungen im thermischen Widerstand R_{JC} (Sperrschicht zu Bodenplatte) ausgewertet werden. Der thermische Widerstand lässt sich im thermisch stationären Zustand berechnen, wenn Wärmestrom und Temperaturdifferenz bekannt sind. Die Bodenplattentemperatur ist über die Auswertung des NTC-Widerstands bestimmbar. Der Wärmestrom folgt aus der Verlustleistung im IGBT.

Inwieweit das Verfahren ebenfalls eine Veränderung des kollektorseitigen elektrischen Kontakts detektieren kann, muss weiter untersucht werden.

7.3 Zusammenfassung des Kapitels

In diesem Kapitel wurde ein Verfahren vorgestellt, um anstelle der virtuellen Sperrschichttemperatur direkt Alterungseffekte in den Bonddrähten sichtbar zu machen. Das Verfahren wertet dazu die temperatursensitiven Parameter Durchlassspannung $U_{\text{CE,on,e}}$ und Ausschaltzeit t_{off} , sowie I_{C} und U_{Zk} aus. Der Vorteil des Verfahrens ist, dass diese Größen an einem geschlossenen IGBT-Modul verfügbar sind. Außerdem kann eine Kalibrierung direkt im Betrieb erfolgen. Dazu wird die Annahme getroffen, dass das IGBT-Modul anfangs während der Kalibrierung ungealtert ist.

Basierend auf der Ausschaltzeitmessung wird eine Vorhersage für die Durchlassspannung gemacht. Beim Durchtrennen der Bonddrähte hat sich gezeigt, dass der Vorhersagefehler mit Anzahl der durchtrennten Bonddrähte zunimmt. Der Vorhersagefehler kann daher als Indikator für den Zustand der Bonddrähte verwendet werden. Zusätzlich zeigte sich, dass der Anstieg der Durchlassspannung davon abhängt, ob Engstellen für den Kollektorstrom entstehen. Um das Verfahren in einem realen IGBT-basierten Umrichter mit der TSEP-Messplatine einzusetzen, kann folgendes Konzept verfolgt werden.

Es muss zunächst davon ausgegangen werden, dass die IGBT-Module direkt nach der Inbetriebnahme ungealtert sind. Anschließend muss der Umrichter während des regulären Betriebs seine gesamten Betriebspunkte durchlaufen. Anhand der NTC-Temperatur kann bewertet, in welchem Temperaturbereich sich das IGBT-Modul befindet. Die Größen Durchlassspannung $U_{\text{CE,on,e}}$, Ausschaltzeit t_{off} , Phasenstrom I_{L} und Zwischenkreisspannung U_{Zk} werden beim Durchlaufen der Betriebspunkte aufgezeichnet. Anhand der aufgezeichneten Größen

wird die Regressionsfunktion f_{UCE} bestimmt. Alterungseffekte in den Bonddrähten sollten dann wie in Kap. 7 zu einer Abweichung zwischen vorhergesagter Durchlassspannung und gemessener Durchlassspannung führen. Mit diesem Verfahren lassen sich allerdings keine Fehler im IGBT-Modul erkennen, die bereits während der Erstellung der Regressionsfunktion vorhanden sind.

8 Zusammenfassung

Ziel dieser Arbeit ist es, ein Zustandsüberwachungssystem aufzubauen zur Detektion von Alterungseffekten in IGBT-Modulen. Das Zustandsüberwachungssystem soll für ein kommerziell verfügbares IGBT-Modul einsetzbar sein. Die benötigten Informationen zur Alterungsdetektion sollen nur aus extern am IGBT-Modul messbaren elektrischen Größen abgeleitet werden. Dazu werden Messschaltungen aufgebaut, die kostengünstig und weitestgehend unempfindlich sind gegenüber Umgebungstemperaturschwankungen.

Zunächst werden anhand von Literaturquellen die bekannten Ausfallmechanismen von IGBT-Modulen diskutiert. Dabei wird in dieser Arbeit der Fokus auf die Lotschicht- und Bonddrahtdegradation gelegt. Aus der Literatur-Betrachtung ergibt sich, dass der zyklische Verlauf der Sperrschichttemperatur zu wesentlichen Alterungsmechanismen führt.

Daher werden verschiedene temperatursensitive elektrische Parameter (TSEPs) des IGBT-Moduls betrachtet, die einen Rückschluss auf die virtuelle Sperrschichttemperatur des IGBTs zulassen. Dazu werden im Doppelpulsversuch verschiedene elektrische Parameter gemessen und hinsichtlich ihrer Temperatursensitivität ausgewertet.

Für die Durchlassspannung und die Ausschaltzeit des IGBT-Moduls konnte jeweils eine geeignete Messschaltung realisiert werden. Die gesamten Bauteilkosten beider Messschaltungen liegen im Bereich von $\approx 6 \text{ €}$ bei einer Stückzahl von 1000. Der Einfluss der Umgebungstemperatur auf die Ausschaltzeitmessung ist vernachlässigbar. Für die Messung der Durchlassspannung wurde der Einfluss der Umgebungstemperatur genauer untersucht.

Mit einem geöffneten IGBT-Modul wird im PWM-Betrieb ein Sinusstrom (400 A, 1 Hz) geschaltet. Gleichzeitig wird die mittlere Oberflächentemperatur der einzelnen IGBTs ausgewertet. Es zeigte sich, dass im PWM-Betrieb die virtuelle Sperrschichttemperatur über die Ausschaltzeitmessung mit geringer Abweichung bestimmbar ist. Dies ist möglich für den Fall, dass durch eine vorhergegangene Kalibrierung eine Funktion bekannt ist zur Berechnung der virtuellen Sperrschichttemperatur. Da es im Rahmen dieser Arbeit nur möglich war, diese Kalibrierung an einem geöffneten IGBT-Modul durchzuführen, wurde im Weiteren ein neuartiger Ansatz verfolgt.

Als neuer Ansatz wird in dieser Arbeit unter Verwendung der Ausschaltzeitmessung eine zu erwartende Durchlassspannung vorhergesagt. Eine Kalibrierung der Ausschaltzeit auf die Durchlassspannung kann auch an einem geschlossenen IGBT-Modul durchgeführt werden, da auf Grund der beiden Messschaltungen die Ausschaltzeit und die Durchlassspannung extern verfügbar sind. Da die Ausschaltzeit ebenfalls Informationen über die virtuelle Sperrschichttemperatur enthält, nimmt die vorhergesagte Durchlassspannung genauso wie die gemessene Durchlassspannung mit der virtuellen Sperrschichttemperatur zu (für einen Kollektorstrom $> 200 \text{ A}$).

Als Alterungsindikator für die Bonddrähte wird die Differenz aus vorhergesagter und gemessener

ner Durchlassspannung ausgewertet. Es zeigt sich, dass diese Differenz bereits ab dem zweiten durchtrennten Bonddraht um ≈ 25 mV ansteigt. Dabei ist es entscheidend, an welcher Stelle die Bonddrähte durchtrennt werden. Sobald Engstellen für den Kollektorstrom entstehen, nimmt die ausgewertete Differenz stärker zu. Mit diesem Ansatz sollen Alterungseffekte in den Bonddrähten überwacht werden.

Das vorgestellte Konzept zur Zustandsüberwachung legt einen Schwerpunkt auf die Erkennung von Bonddrahtschäden. Damit eine Veränderung der kollektorseitigen Lotschicht detektiert werden kann, muss eine Veränderung im kollektorseitigen thermischen Widerstand erkannt werden. Dazu muss der Wärmestrom, sowie die Sperrschichttemperatur und die Bodenplattentemperatur bekannt sein.

In dieser Arbeit wurden zwei kostengünstige Messschaltungen zur Messung der Durchlassspannung und der Ausschaltzeit vorgestellt. Anhand der kombinierten Auswertung von Durchlassspannung und Ausschaltzeit lassen sich im gezeigten Fall Bonddrahtschäden erkennen.

9 Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurde je eine Messschaltung für die Durchlassspannung und die Ausschaltzeit vorgestellt. Diese Messschaltungen wurden in einem Wärmeschrank betrieben. Es zeigte sich, dass für die Ausschaltzeitmessung der Umgebungstemperatureinfluss gering ist. Bei der Messung für die Durchlassspannung gab es einen Umgebungstemperatureinfluss. Möglichkeiten diesen zu verringern, wurden diskutiert. Neben einem Einfluss der Umgebungstemperatur kann aber auch Alterung der Messschaltung selbst auftreten. Inwieweit dieser Effekt eine Auswirkung auf das Messergebnis hat, muss weiter untersucht werden.

Bei der Auswertung der Ausschaltzeit stellte sich heraus, dass eine im Einzelpuls durchgeführte Kalibrierung nicht auf den schaltenden PWM-Betrieb übertragbar ist. Es kam in diesem Fall zu Abweichungen zwischen gemessener Oberflächentemperatur des IGBT-Chips und der berechneten Temperatur über die Ausschaltzeit. An dieser Stelle sind weitere Untersuchungen notwendig, um die genauen Wirkmechanismen bei der Ausschaltzeit zu verstehen.

Zur Detektion von Bonddrahtschäden wurden Untersuchungen an einem geöffneten IGBT-Modul bei verringerter Zwischenkreisspannung und verringertem Kollektorstrom durchgeführt. Um Bonddrahtschäden zu simulieren, wurden nacheinander einzeln Bonddrähte durchtrennt. Es zeigte sich, dass in diesem Fall die durchtrennten Bonddrähte erkennbar sind durch die kombinierte Auswertung von Durchlassspannung und Ausschaltzeit. Das Verfahren sollte ausblickend an einem realen Umrichter während Alterungstests eingesetzt werden. Anhand der Betrachtung während Alterungszyklen lässt sich die Frage beantworten, ab welchem Alterungszustand eine Abweichung detektierbar ist.

A Anhang

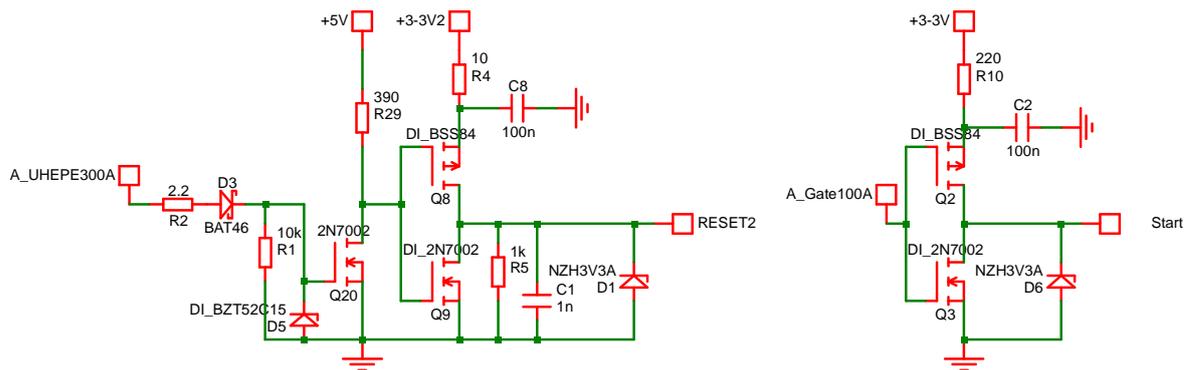


Abbildung A.1: Simulation der Messschaltung für die Ausschaltzeit mit SIMetrix 7.20(a)

Kalibrierungsergebnisse

Tabelle A.1: Neue Regressionskoeffizienten für $\hat{U}_{CE,on,e}$ für Kap. 7.1.4

$c_1 :$	0	V	$c_7 :$	$1,2889 \cdot 10^{-7}$	$\frac{1}{A^2}$	$c_{12} :$	0	$\frac{1}{A \cdot s}$
$c_2 :$	0,0034	1	$c_8 :$	$-1,9608 \cdot 10^{-10}$	$\frac{1}{A^3}$	$c_{13} :$	0	$\frac{V}{A^2 \cdot s}$
$c_3 :$	0,0142	$\frac{V}{A}$	$c_9 :$	0	$\frac{V}{s}$	$c_{14} :$	0,0128	$\frac{V}{A^3 \cdot s}$
$c_4 :$	$-4,6165 \cdot 10^{-5}$	$\frac{1}{A}$	$c_{10} :$	0	$\frac{1}{s}$	$c_{15} :$	-0,0019	$\frac{1}{A^2 \cdot s}$
$c_5 :$	$-3,5037 \cdot 10^{-5}$	$\frac{V}{A^2}$	$c_{11} :$	0	$\frac{V}{A \cdot s}$	$c_{16} :$	$2,8042 \cdot 10^{-5}$	$\frac{1}{A^3 \cdot s}$
$c_6 :$	$2,1874 \cdot 10^{-8}$	$\frac{V}{A^3}$						

Messplatinen



Abbildung A.2: Version 1 der Messplatine

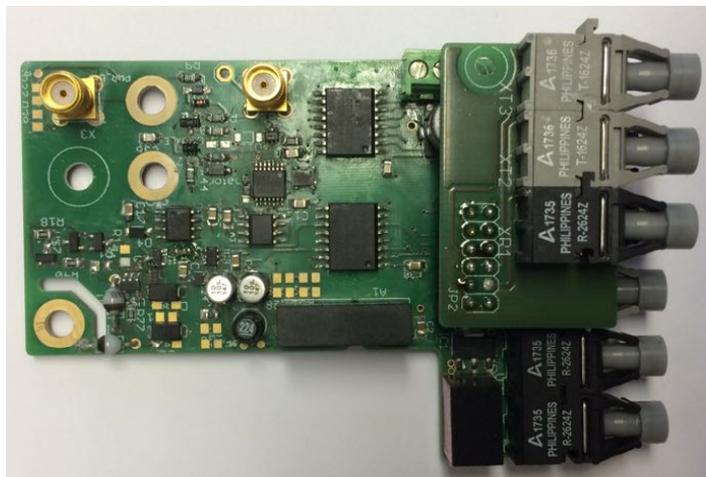


Abbildung A.3: Version 2 der Messplatine



Abbildung A.4: Selbstgebaute Rogowski-Spule

Tabelle A.2: Messdaten der Kalibrierung im Einzelpulsversuch

\overline{T}_{R4}	U_{Zk}	I_C	t_{off}
29,55°C	199,28 V	100,40 A	1,55459 μs
29,55°C	199,16 V	151,98 A	1,52642 μs
29,55°C	198,97 V	199,43 A	1,51268 μs
29,55°C	199,52 V	299,07 A	1,50134 μs
29,55°C	250,18 V	100,40 A	1,58969 μs
29,55°C	251,40 V	148,16 A	1,55069 μs
29,55°C	248,59 V	199,43 A	1,53421 μs
29,55°C	248,72 V	301,51 A	1,51878 μs
29,55°C	298,23 V	103,30 A	1,61616 μs
29,55°C	300,11 V	150,60 A	1,57737 μs
29,55°C	300,84 V	202,48 A	1,55486 μs
29,55°C	298,09 V	300,90 A	1,53562 μs
58,38°C	199,34 V	99,94 A	1,61873 μs
58,38°C	199,95 V	152,13 A	1,58258 μs
58,38°C	199,40 V	200,35 A	1,56301 μs
58,38°C	200,13 V	299,99 A	1,54329 μs
58,38°C	251,22 V	99,79 A	1,66019 μs
58,38°C	248,54 V	152,28 A	1,61194 μs
58,38°C	249,15 V	200,19 A	1,58875 μs
58,38°C	249,08 V	301,21 A	1,56251 μs
58,38°C	298,28 V	102,54 A	1,68979 μs
58,38°C	301,94 V	152,13 A	1,64276 μs
58,38°C	300,11 V	202,18 A	1,61176 μs
58,38°C	299,32 V	301,06 A	1,58112 μs
86,84°C	200,01 V	100,09 A	1,70554 μs
86,84°C	199,04 V	151,83 A	1,65415 μs
86,84°C	198,12 V	199,89 A	1,62640 μs
86,84°C	200,19 V	299,07 A	1,59405 μs
86,84°C	251,83 V	100,25 A	1,75409 μs
86,84°C	248,59 V	152,13 A	1,68982 μs
86,84°C	249,08 V	198,82 A	1,65859 μs
86,84°C	249,02 V	301,20 A	1,61625 μs
86,84°C	296,69 V	102,23 A	1,78812 μs
86,84°C	299,26 V	150,29 A	1,72498 μs
86,84°C	300,35 V	202,48 A	1,68438 μs
86,84°C	298,58 V	300,59 A	1,63772 μs

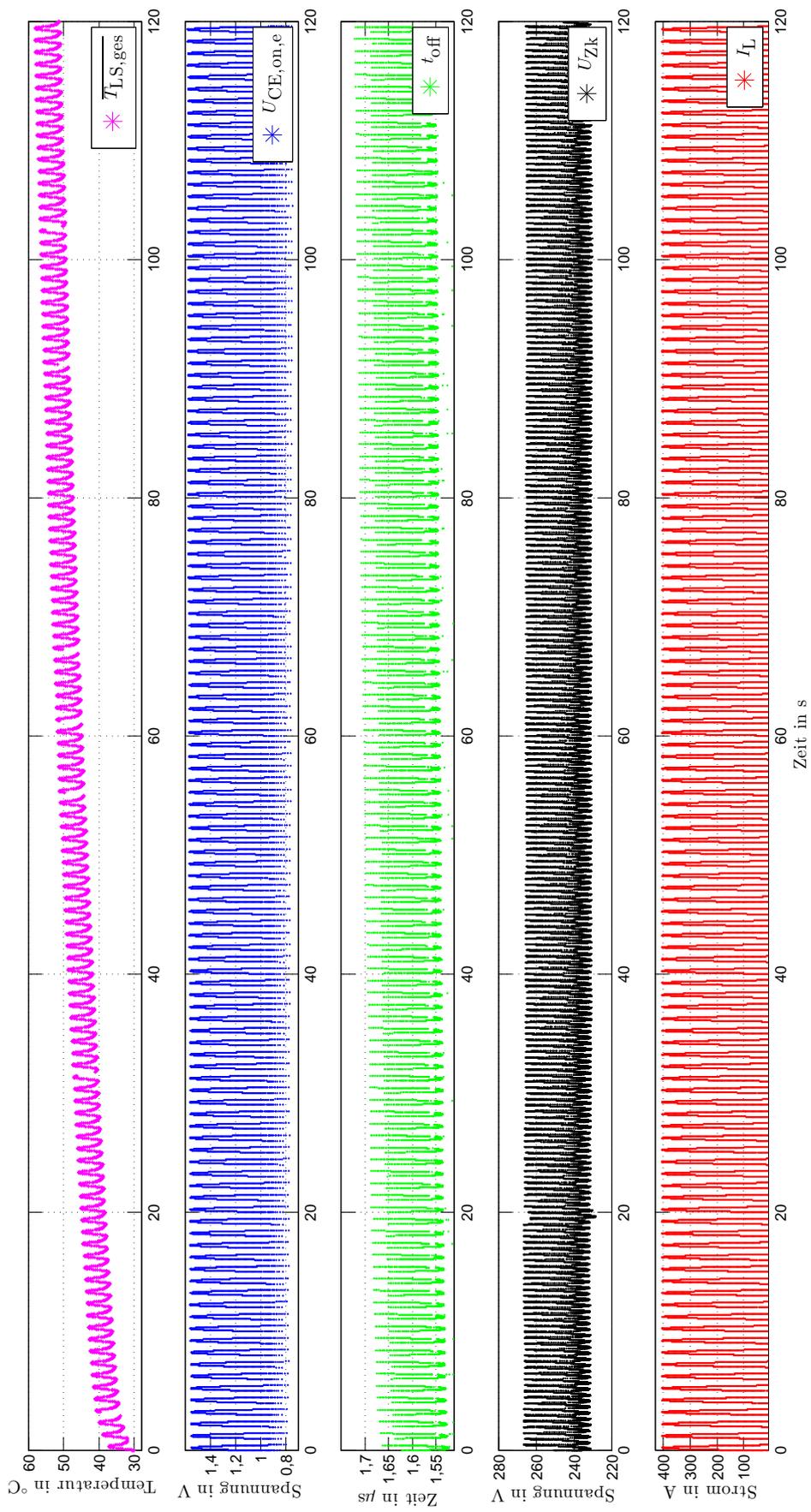


Abbildung A.5: Messdaten im PWM-Betrieb beginnend bei $\overline{T_{LS,ges}} = 30^\circ C$

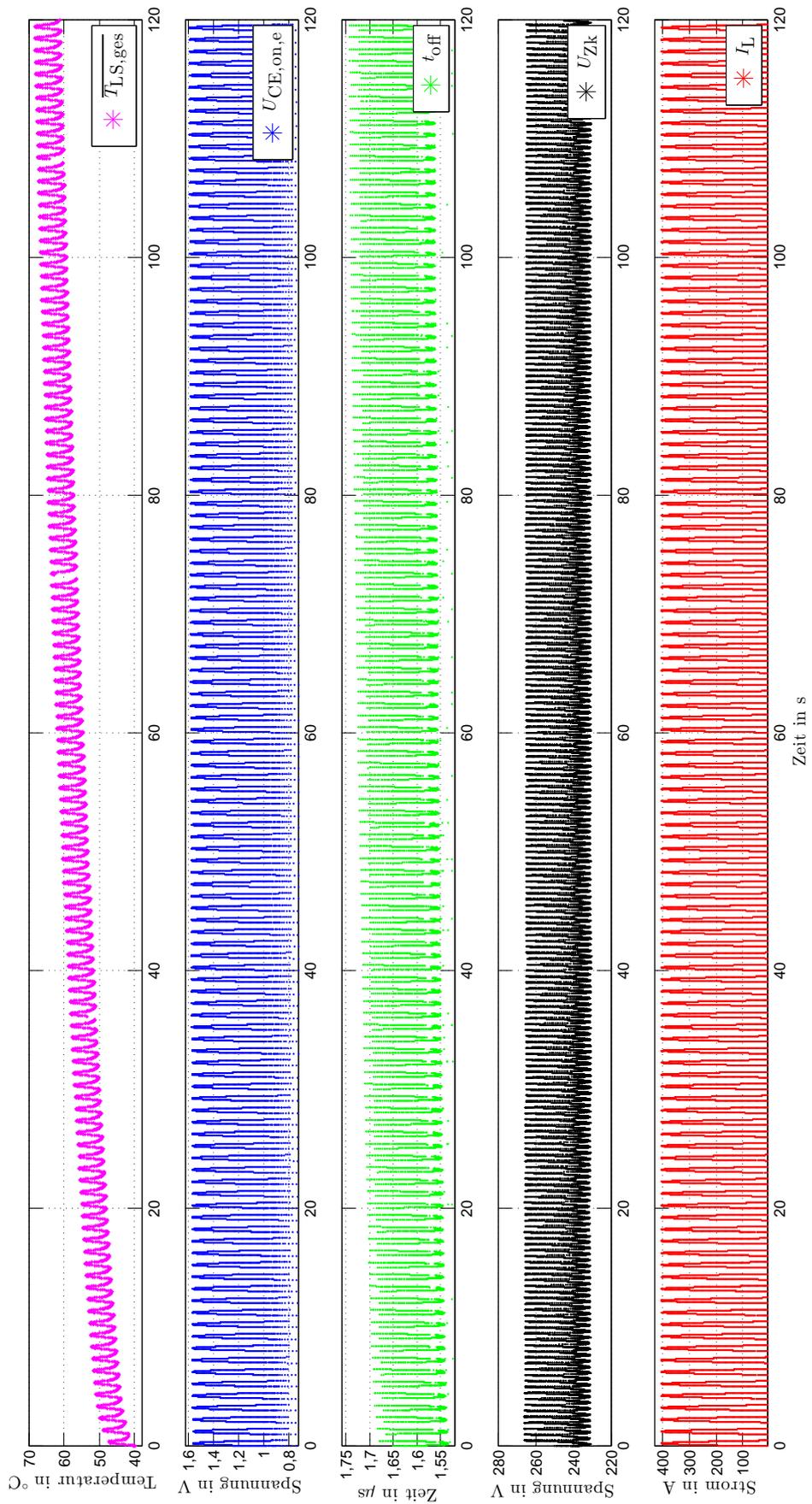


Abbildung A.6: Messdaten im PWM-Betrieb beginnend bei $\overline{T_{LS,ges}} = 40^\circ\text{C}$

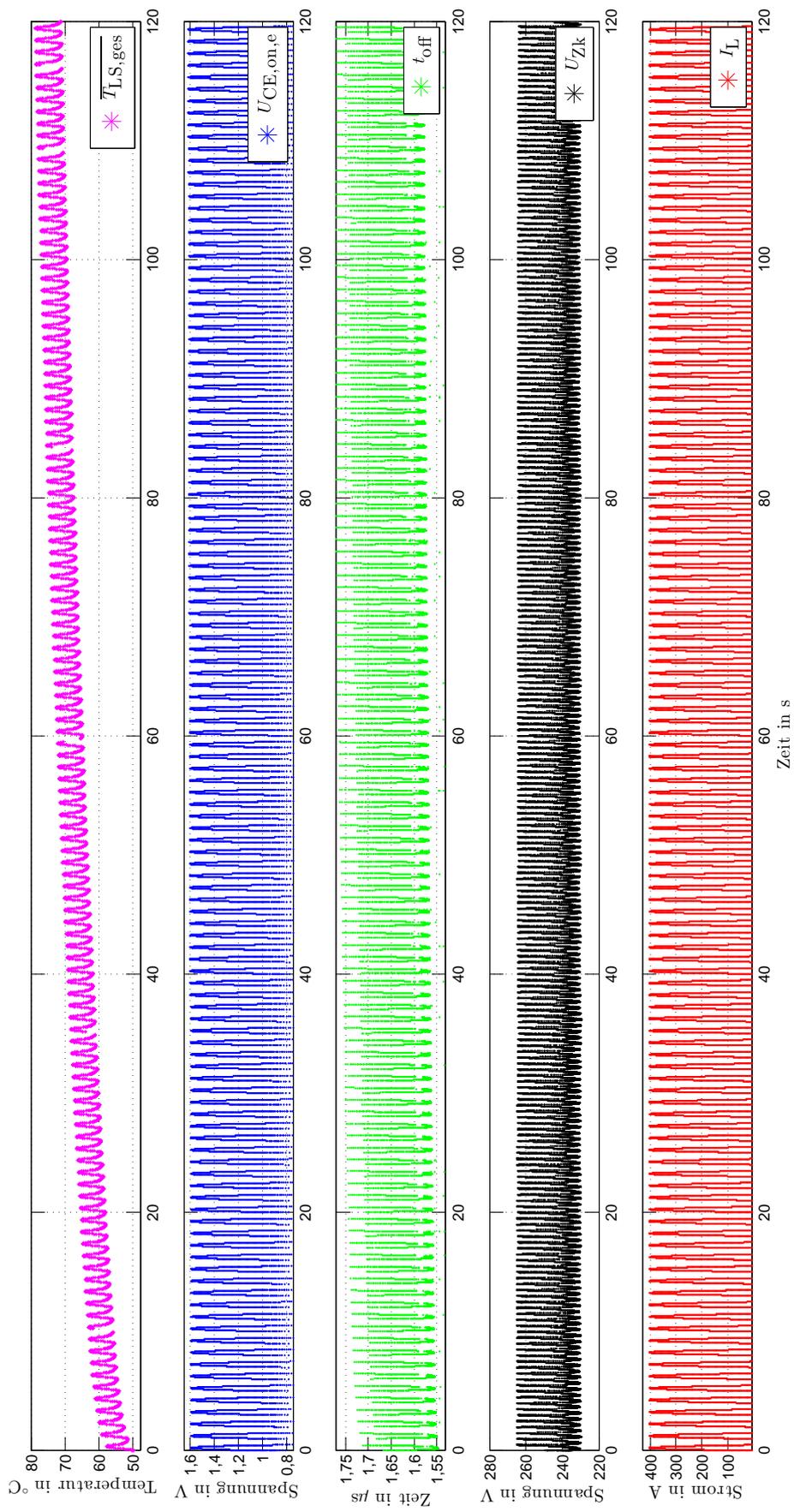


Abbildung A.7: Messdaten im PWM-Betrieb beginnend bei $\bar{T}_{LS,ges} = 50^\circ C$

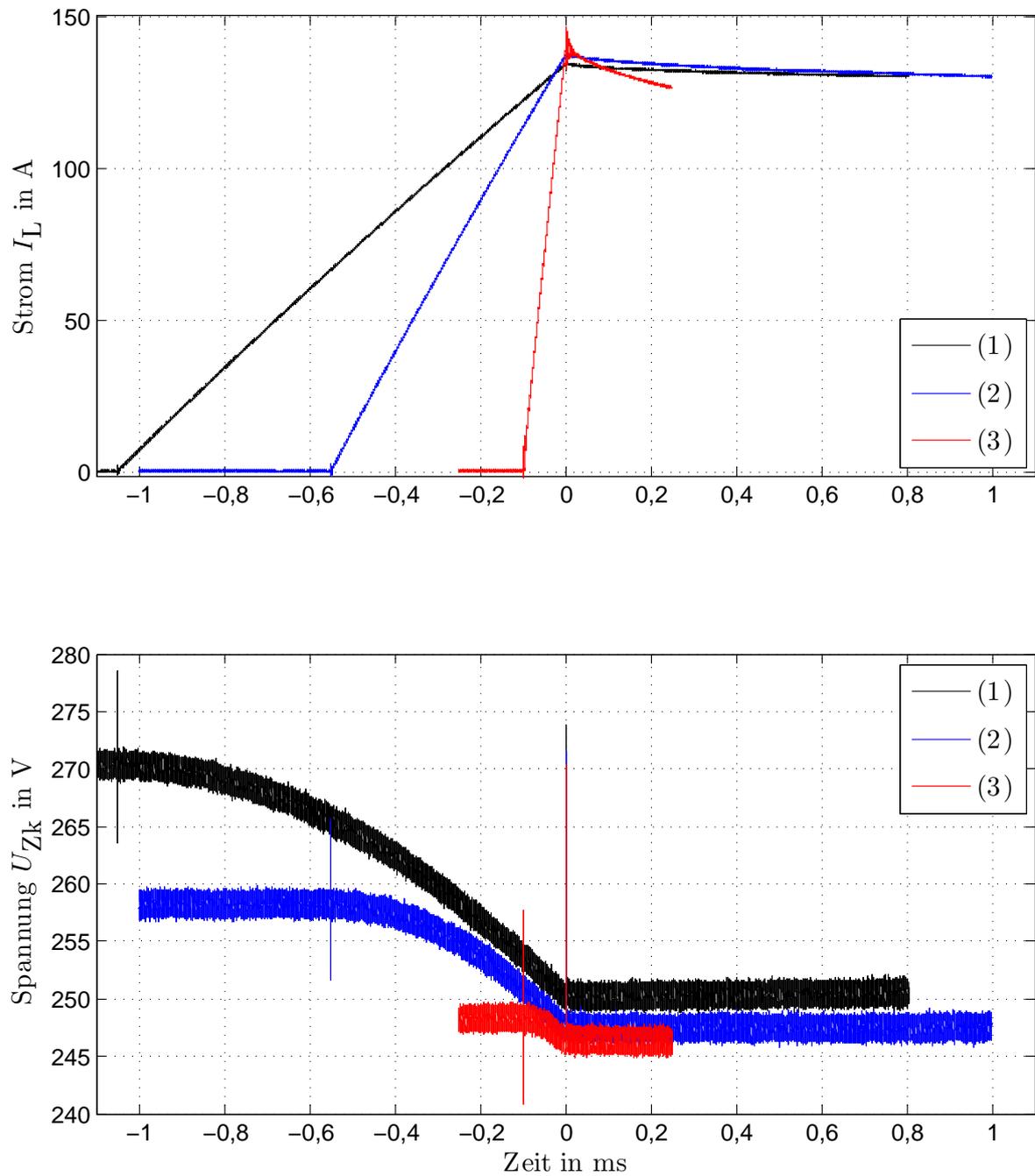


Abbildung A.8: Stromverlauf I_L und Zwischenkreisspannung U_{Zk} bei verschiedenen Induktivitätswerten

B Betreute Abschlussarbeiten

- [B1] SCHLÜTER, Michael: Untersuchung und Realisierung von Verfahren zur Bestimmung der Sperrschichttemperatur von IGBTs im Schaltbetrieb. Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik, Leibniz Universität Hannover, Masterarbeit, Mai 2015

- [B2] BOROWSKI, Daniel: Untersuchung einer Messschaltung zur Bestimmung der Sperrschichttemperatur im Ausschaltvorgang des IGBTs. Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik, Leibniz Universität Hannover, Masterarbeit, Dezember 2015

- [B3] HERWIG, Daniel: Untersuchung und Realisierung von Messschaltungen zur Bestimmung der Sperrschichttemperatur im IGBT mit thermosensitiven Parametern, IAL, Leibniz Universität Hannover, Masterarbeit, Februar 2016

- [B4] CHABI, Ahmed: Inbetriebnahme einer Messplatine und Auswertung von Messdaten zur Zustandsüberwachung eines IGBT-Moduls. Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik, Leibniz Universität Hannover, Bachelorarbeit, Mai 2017

- [B5] BROCKHAGE, Torben: Optimierung einer Messplatine zur Zustandsüberwachung von IGBT-Modulen hinsichtlich Kosten und Temperaturstabilität. Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik, Leibniz Universität Hannover, Studienarbeit, Dezember 2017

Literaturverzeichnis

- [1] KHANNA, V. K.: *The insulated gate bipolar transistor; IGBT*. Piscataway, NJ : IEEE Press [u.a.], 2003. – ISBN 9780471238454
- [2] BALIGA, B. J.: Enhancement- and depletion-mode vertical-channel m.o.s. gated thyristors. In: *Electronics Letters* 15 (1979), September, Nr. 20, S. 645–647. <http://dx.doi.org/10.1049/el:19790459>. – DOI 10.1049/el:19790459. – ISSN 0013–5194
- [3] PLUMMER, J. D. ; SCHARF, B. W.: Insulated-gate planar thyristors: I —Structure and basic operation. In: *IEEE Transactions on Electron Devices* 27 (1980), Februar, Nr. 2, S. 380–387. <http://dx.doi.org/10.1109/T-ED.1980.19871>. – DOI 10.1109/T-ED.1980.19871. – ISSN 0018–9383
- [4] LEIPOLD, L. ; BAUMGARTNER, W. ; LADENHAUF, W. ; STENGL, J. P.: A FET-controlled thyristor in SIPMOS technology. In: *Proc. Int. Electron Devices Meeting* Bd. 26, 1980, S. 79–82
- [5] TIHANYI, J.: Functional integration of power MOS and bipolar devices. In: *Proc. Int. Electron Devices Meeting* Bd. 26, 1980, S. 75–78
- [6] INFINEON TECHNOLOGIES AG: *Annual Report 2017*. München, <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon+Annual+Report+2017.pdf?fileId=5546d4615fe36363015fea7bc7620023>
- [7] BALIGA, B. J.: *The IGBT device*. Amsterdam : William Andrew, an imprint of Elsevier. – ISBN 9781455731435
- [8] PFAFFENLEHNER, M. ; LASKA, T. ; MALLWITZ, R. ; MAUDER, A. ; PFIRSCH, F. ; SCHAEFFER, C.: 1700V-IGBT3: Field Stop Technology with Optimized Trench Structure - Trend setting for the High Power Applications in Industry and Traction. In: *Proceedings of the 14th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, 2002.*, 2002
- [9] WILKINSON, M. ; HENDRIKS, B.: *Report on Wind Turbine Reliability Profiles, RELIAWIND- Projektbericht, Deliverable D.1.3, 2011*

- [10] FISCHER, K. ; STALIN, T. ; RAMBERG, H. ; WENSKE, J. ; WETTER, G. ; KARLSSON, R. ; THIRINGER, T.: Field-Experience Based Root-Cause Analysis of Power-Converter Failure in Wind Turbines. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 30 (2015), Mai, Nr. 5, S. 2481–2492. <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2014.2361733>. – DOI 10.1109/TPEL.2014.2361733. – ISSN 0885–8993
- [11] BECZKOWSKI, S. ; GHIMRE, P. ; VEGA, A. R. ; MUNK-NIELSEN, S. ; RANNESTAD, B. ; THØGERSEN, P.: Online Vce measurement method for wear-out monitoring of high power IGBT modules. In: *Proc. 15th European Conf. Power Electronics and Applications (EPE)*, 2013, S. 1–7
- [12] NIELSEN, R. Ø. ; DUE, J. ; MUNK-NIELSEN, S.: Innovative measuring system for wear-out indication of high power IGBT modules. In: *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2011. – ISSN 2329–3721, S. 1785–1790
- [13] KRONE, T. ; HUNG, L. D. ; JUNG, M. ; MERTENS, A.: Advanced condition monitoring system based on on-line semiconductor loss measurements. In: *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2016, S. 1–8
- [14] KRONE, T. ; HUNG, L. D. ; JUNG, M. ; MERTENS, A.: On-line semiconductor switching loss measurement system for an advanced condition monitoring concept. In: *Proc. 18th European Conf. Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, 2016, S. 1–10
- [15] KUHN, H. ; MERTENS, A.: On-line junction temperature measurement of IGBTs based on temperature sensitive electrical parameters. In: *Proc. 13th European Conf. Power Electronics and Applications*, 2009, S. 1–10
- [16] DENK, M. ; BAKRAN, M. M. ; SCHAFFERHANS, S.: Case Sensitive Condition Monitoring of an IGBT Inverter in a Hybrid Car. In: *Proc. CIPS 2016; 9th Int. Conf. Integrated Power Electronics Systems*, 2016, S. 1–6
- [17] STRAUSS, B. ; LINDEMANN, A.: Indirect measurement of junction temperature for condition monitoring of power semiconductor devices during operation. In: *Proc. PCIM Europe 2015; Int. Exhibition and Conf. for Power Electronics, Intelligent Motion Renewable Energy and Energy Management*, 2015, S. 1–6
- [18] WEBER, S. ; SCHLÜTER, M. ; BOROWSKI, D. ; MERTENS, A.: Simple analog detection of turn-off delay time for IGBT junction temperature estimation. In: *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2016, S. 1–7
- [19] INFINEON TECHNOLOGIES AG: *Datasheet FF1000R17IE4D*. 81726 Munich, Germany, 11 2013
- [20] SCHULZ, M.: *Vervielfachung von Lebensdauer und Leistungsdichte mit IGBT5 und .XT*.

- [21] LUTZ, J ; SCHLANGENOTTO, H: *Semiconductor power devices physics, characteristics, reliability. 2011*
- [22] SCHULER, S ; SCHEUERMANN, U: Impact of test control strategy on Power Cycling Lifetime. In: *Proc. PCIM 2010* (2010)
- [23] DURAND, C ; KLINGLER, M ; COUTELLIER, D ; NACEUR, H: Power cycling reliability of power module: A survey. In: *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability* 16 (2016), Nr. 1, S. 80–97
- [24] GOPIREDDY, L. R. ; TOLBERT, L. M. ; OZPINECI, B.: Power cycle testing of power switches: A literature survey. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 30 (2015), Nr. 5, S. 2465–2473
- [25] HELD, M. ; JACOB, P. ; NICOLETTI, G. ; SCACCO, P. ; POECH, M. H.: Fast power cycling test of IGBT modules in traction application. In: *Proc. Second Int. Conf. Power Electronics and Drive Systems* Bd. 1, 1997, S. 425–430 vol.1
- [26] BAYERER, R. ; HERRMANN, T. ; LICHT, T. ; LUTZ, J. ; FELLER, M.: Model for Power Cycling lifetime of IGBT Modules - various factors influencing lifetime. In: *Proc. 5th Int. Conf. Integrated Power Electronics Systems*, 2008, S. 1–6
- [27] SMET, V. ; FOREST, F. ; HUSELSTEIN, J. J. ; RICARDEAU, F. ; KHATIR, Z. ; LEFEBVRE, S. ; BERKANI, M.: Ageing and Failure Modes of IGBT Modules in High-Temperature Power Cycling. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 58 (2011), Oktober, Nr. 10, S. 4931–4941. <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2011.2114313>. – DOI 10.1109/TIE.2011.2114313. – ISSN 0278–0046
- [28] LIU, C. ; BREM, F. ; RIEDEL, G. ; EICHELBERGER, E. ; HOFMANN, N.: The influence of thermal cycling methods on the interconnection reliability evaluation within IGBT modules. In: *Electronic System-Integration Technology Conference (ESTC), 2012 4th IEEE*, 2012, S. 1–5
- [29] DUE, J. ; MUNK-NIELSEN, S. ; NIELSEN, R.: Lifetime investigation of high power IGBT modules. In: *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on IEEE*, 2011, S. 1–8
- [30] LUTZ, J ; HERRMANN, T ; FELLER, M ; BAYERER, R ; LICHT, T ; AMRO, Raed: Power cycling induced failure mechanisms in the viewpoint of rough temperature environment. In: *Integrated Power Systems (CIPS), 2008 5th International Conference on VDE*, 2008, S. 1–4
- [31] SCHMIDT, R. ; SCHEUERMANN, U.: Separating Failure Modes in Power Cycling Tests. In: *2012 7th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*, 2012, S. 1–6

- [32] RAMMINGER, S ; SELIGER, N ; WACHUTKA, G: Reliability model for Al wire bonds subjected to heel crack failures. In: *Microelectronics Reliability* 40 (2000), Nr. 8, S. 1521–1525
- [33] CELNIKIER, Y ; BENABOU, L. ; DUPONT, L ; COQUERY, G.: Investigation of the heel crack mechanism in Al connections for power electronics modules. In: *Microelectronics Reliability* 51 (2011), Nr. 5, S. 965–974
- [34] SCHMIDT, R. ; ZEYSS, F. ; SCHEUERMANN, U.: Impact of absolute junction temperature on power cycling lifetime. In: *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on*, 2013, S. 1–10
- [35] SCHILLING, O ; SCHÄFER, M ; MAINKA, K ; THOBEN, M ; SAUERLAND, F: Power cycling testing and FE modelling focussed on Al wire bond fatigue in high power IGBT modules. In: *Microelectronics Reliability* 52 (2012), Nr. 9, S. 2347–2352
- [36] GOEHRE, J. ; SCHNEIDER-RAMELOW, M. ; GEISSLER, U. ; LANG, K. D.: Interface degradation of Al heavy wire bonds on power semiconductors during active power cycling measured by the shear test. In: *Integrated Power Electronics Systems (CIPS), 2010 6th International Conference on*, 2010, S. 1–6
- [37] BROLL, M. S. ; GEISSLER, U. ; HÖFER, J. ; SCHMITZ, S. ; WITTLER, O. ; LANG, K. D.: Microstructural evolution of ultrasonic-bonded aluminum wires. In: *Microelectronics Reliability* 55 (2015), Nr. 6, S. 961–968
- [38] BROLL, M. S. ; GEISSLER, U. ; HÖFER, J. ; SCHMITZ, S. ; WITTLER, O. ; SCHNEIDER-RAMELOW, M. ; LANG, K. D.: Correlation between mechanical properties and microstructure of different aluminium wire qualities after ultrasonic bonding. In: *Microelectronics Reliability* 55 (2015), Nr. 6, S. 1855–1860
- [39] WEBER, C. ; HUTTER, M. ; EHRHARDT, C. ; LANG, K. D.: Failure analysis of Ag sintered joints after power cycling under harsh temperature conditions from + 30??C up to + 180??C. In: *2015 European Microelectronics Packaging Conference (EMPC)*, 2015, S. 1–7
- [40] KREMP, S. ; SCHILLING, O. ; MUELLER, V.: Empirical study on humidity conditions inside of power modules under varying external conditions. In: *ETG-Fachbericht-CIPS 2016* (2016)
- [41] ZORN, C. ; KAMINSKI, N.: Acceleration of temperature humidity bias (THB) testing on IGBT modules by high bias levels. In: *2015 IEEE 27th International Symposium on Power Semiconductor Devices IC's (ISPSD)*, 2015. – ISSN 1063–6854, S. 385–388
- [42] ZORN, C. ; KAMINSKI, N.: Temperature humidity bias (THB) testing on IGBT mo-

- dules at high bias levels. In: *Integrated Power Systems (CIPS), 2014 8th International Conference on VDE*, 2014, S. 1–7
- [43] SCHMIDT, R. ; SCHEUERMANN, U.: Using the chip as a temperature sensor — The influence of steep lateral temperature gradients on the $V_{ce}(T)$ -measurement. In: *Proc. 13th European Conf. Power Electronics and Applications*, 2009, S. 1–9
- [44] DUPONT, L. ; AVENAS, Y. ; JEANNIN, P. O.: Comparison of Junction Temperature Evaluations in a Power IGBT Module Using an IR Camera and Three Thermosensitive Electrical Parameters. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 49 (2013), Juli, Nr. 4, S. 1599–1608. <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.2013.2255852>. – DOI 10.1109/TIA.2013.2255852. – ISSN 0093–9994
- [45] DENK, M. ; BAKRAN, M. M.: Comparison of UCE- and RGi-based junction temperature measurement of multichip IGBT power modules. In: *Proc. 17th European Conf. Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, 2015, S. 1–11
- [46] GHIMIRE, P. ; VEGA, A. R. ; BECZKOWSKI, S. ; MUNK-NIELSEN, S. ; RANNESTED, B. ; THØGERSEN, P. B.: An online V_{ce} measurement and temperature estimation method for high power IGBT module in normal PWM operation. In: *Proc. Int. Power Electronics Conf. (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, 2014. – ISSN 2150–6078, S. 2850–2855
- [47] ELEFFENDI, M. A. ; JOHNSON, C. M.: Thermal path integrity monitoring for IGBT power electronics modules. In: *Proc. CIPS 2014; 8th Int. Conf. Integrated Power Electronics Systems*, 2014, S. 1–7
- [48] DUPONT, L. ; AVENAS, Y.: Evaluation of thermo-sensitive electrical parameters based on the forward voltage for on-line chip temperature measurements of IGBT devices. In: *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014. – ISSN 2329–3721, S. 4028–4035
- [49] DUPONT, L. ; AVENAS, Y.: Preliminary Evaluation of Thermo-Sensitive Electrical Parameters Based on the Forward Voltage for Online Chip Temperature Measurements of IGBT Devices. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 51 (2015), November, Nr. 6, S. 4688–4698. <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.2015.2458973>. – DOI 10.1109/TIA.2015.2458973. – ISSN 0093–9994
- [50] PERPIÑÀ, X ; SERVIERE, J.-F. ; SAIZ, J. ; BARLINI, D. ; MERMET-GUYENNET, M. ; MILLÁN, J.: Temperature measurement on series resistance and devices in power packs based on on-state voltage drop monitoring at high current. In: *Microelectronics Reliability* 46 (2006), Nr. 9-11, S. 1834–1839
- [51] DENK, M. ; BAKRAN, M. M.: An IGBT Driver Concept with Integrated Real-Time Junction Temperature Measurement. In: *Proc. Renewable Energy and Energy Manage-*

- ment *PCIM Europe 2014; Int. Exhibition and Conf. for Power Electronics, Intelligent Motion*, 2014, S. 1–8
- [52] DENK, M. ; BAKRAN, M. M.: Junction Temperature Measurement during Inverter Operation using a TJ-IGBT-Driver. In: *Proc. PCIM Europe 2015; Int. Exhibition and Conf. for Power Electronics, Intelligent Motion Renewable Energy and Energy Management*, 2015, S. 1–8
- [53] DENK, M. ; BAKRAN, M. M.: Investigation of the characteristic thermal properties of IGBT power modules for robust in-situ health monitoring. In: *Proc. 18th European Conf. Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, 2016, S. 1–9
- [54] DENK, M. ; BAKRAN, M. M.: Health-Monitoring of IGBT power modules using repetitive half-sinusoidal power losses. In: *Proc. Renewable Energy and Energy Management PCIM Europe 2016; Int. Exhibition and Conf. for Power Electronics, Intelligent Motion*, 2016, S. 1–8
- [55] CCOA, J. A. B. ; STRAUSS, B. ; MITIC, G. ; LINDEMANN, A.: Investigation of Temperature Sensitive Electrical Parameters for Power Semiconductors (IGBT) in Real-Time Applications. In: *Proc. Renewable Energy and Energy Management PCIM Europe 2014; Int. Exhibition and Conf. for Power Electronics, Intelligent Motion*, 2014, S. 1–9
- [56] STRAUSS, B. ; LINDEMANN, A.: Measuring the junction temperature of an IGBT using its threshold voltage as a temperature sensitive electrical parameter (TSEP). In: *Proc. Signals Devices (SSD) 2016 13th Int. Multi-Conf. Systems*, 2016, S. 459–467
- [57] STRAUSS, B. ; LINDEMANN, A.: Integration of a measurement circuit to determine junction temperatures of IGBTs in a three-phase converter. In: *Proc. Renewable Energy and Energy Management PCIM Europe 2016; Int. Exhibition and Conf. for Power Electronics, Intelligent Motion*, 2016, S. 1–8
- [58] NIU, H. ; LORENZ, R. D.: Sensing IGBT junction temperature using gate drive output transient properties. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2015 IEEE IEE*, 2015, S. 2492–2499
- [59] NIU, H. ; LORENZ, R. D.: Evaluating different implementations of online junction temperature sensing for switching power semiconductors. In: *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015. – ISSN 2329–3721, S. 5696–5703
- [60] AVENAS, Y. ; DUPONT, L. ; KHATIR, Z.: Temperature Measurement of Power Semiconductor Devices by Thermo-Sensitive Electrical Parameters —A Review. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 27 (2012), Juni, Nr. 6, S. 3081–3092. <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2011.2178433>. – DOI 10.1109/TPEL.2011.2178433. – ISSN 0885–8993

- [61] BAKER, N. ; LISERRE, M. ; DUPONT, L. ; AVENAS, Y.: Junction temperature measurements via thermo-sensitive electrical parameters and their application to condition monitoring and active thermal control of power converters. In: *Proc. IECON 2013 - 39th Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013. – ISSN 1553–572X, S. 942–948
- [62] SCHRÖDER, Dierk: *Leistungselektronische Bauelemente*. <http://dx.doi.org/10.1007/3-540-31735-X>. Version: Zweite Auflage
- [63] LINDNER, Stefan: *Power Semiconductors*. EPFL Press, 2006
- [64] BALIGA, Bantval J.: *Fundamentals of power semiconductor devices*. New York, NY : Springer. – ISBN 9780387473130. – Literaturangaben
- [65] MERTENS, A.: *Leistungselektronik I*. Welfengarten 1, 30167 Hannover: IAL, Leibniz Universität Hannover, 2016. – Skriptum zur Vorlesung
- [66] CHOI, U. M. ; BLAABJERG, F. ; MUNK-NIELSEN, S. ; JØRGENSEN, S. ; RANNESTAD, B.: Condition monitoring of IGBT module for reliability improvement of power converters. In: *Proc. Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific) 2016 IEEE Transportation Electrification Conf. and Expo*, 2016, S. 602–607
- [67] CHOI, U. M. ; BLAABJERG, F. ; JØRGENSEN, S. ; MUNK-NIELSEN, S. ; RANNESTAD, B.: Reliability Improvement of Power Converters by Means of Condition Monitoring of IGBT Modules. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 32 (2017), Oktober, Nr. 10, S. 7990–7997. <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2016.2633578>. – DOI 10.1109/TPEL.2016.2633578. – ISSN 0885–8993
- [68] AMOIRIDIS, A. ; ANURAG, A. ; GHIMIRE, P. ; MUNK-NIELSEN, S. ; BAKER, N.: Vce-based chip temperature estimation methods for high power IGBT modules during power cycling — A comparison. In: *Proc. 17th European Conf. Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, 2015, S. 1–9
- [69] GHIMIRE, P. ; PEDERSEN, K. B. ; TRINTIS, I. ; RANNESTAD, B. ; MUNK-NIELSEN, S.: Online chip temperature monitoring using vce-load current and IR thermography. In: *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015. – ISSN 2329–3721, S. 6602–6609
- [70] LUTZ, J. ; SCHLANGENOTTO, H. (Hrsg.) ; SCHEUERMANN, U. (Hrsg.): *Halbleiter-Leistungselemente*. 2. Aufl. Berlin [u.a.] : Springer Vieweg. – ISBN 9783642297953. – Literaturverz. S. 365 - 375
- [71] TIETZE, U. ; SCHENK, C. ; GAMM, E.: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer-Verlag GmbH, 2016 <http://www.ebook.de/de/product/25502167/>

- ulrich_tietze_christoph_schenk_eberhard_gamm_halbleiter_schaltungstechnik.html. – ISBN 3662483548
- [72] WANG, X. ; ZHU, C. ; LUO, H. ; LU, Z. ; LI, W. ; HE, X. ; MA, J. ; CHEN, G. ; TIAN, Y. ; YANG, E.: IGBT junction temperature measurement via combined TSEPs with collector current impact elimination. In: *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2016, S. 1–6
- [73] SUN, P. ; LUO, H. ; DONG, Y. ; LI, W. ; HE, X. ; CHEN, G. ; YANG, E. ; DONG, Z.: Online junction temperature extraction with turn-off delay time for high power IGBTs. In: *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014. – ISSN 2329–3721, S. 4016–4021
- [74] LUO, H. ; CHEN, Y. ; SUN, P. ; LI, W. ; HE, X.: Junction Temperature Extraction Approach With Turn-Off Delay Time for High-Voltage High-Power IGBT Modules. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 31 (2016), Juli, Nr. 7, S. 5122–5132. <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2015.2481465>. – DOI 10.1109/TPEL.2015.2481465. – ISSN 0885–8993
- [75] PATIL, N. ; DAS, D. ; GOEBEL, K. ; PECHT, M.: Identification of failure precursor parameters for Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs). In: *Proc. Int. Conf. Prognostics and Health Management*, 2008, S. 1–5
- [76] PATIL, N. ; CELAYA, J. ; DAS, D. ; GOEBEL, K. ; PECHT, M.: Precursor Parameter Identification for Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) Prognostics. In: *IEEE Transactions on Reliability* 58 (2009), Juni, Nr. 2, S. 271–276. <http://dx.doi.org/10.1109/TR.2009.2020134>. – DOI 10.1109/TR.2009.2020134. – ISSN 0018–9529
- [77] FELGEMACHER, C. ; DOMBERT, B. ; NOEDING, C. ; ZACHARIAS, P.: IGBT Online-Temperature Monitoring using Turn-Off Delay as a Temperature Sensitive Electrical Parameter. In: *Proc. CIPS 2016; 9th Int. Conf. Integrated Power Electronics Systems*, 2016, S. 1–6
- [78] LI, L. ; NING, P. ; WEN, X. ; LI, Y. ; GE, Q. ; ZHANG, D. ; TAI, X.: A turn-off delay time measurement and junction temperature estimation method for IGBT. In: *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition (APEC)*, 2017, S. 2290–2296
- [79] PORST, A.: *Bipolare Halbleiter*. Überarb. 2. Aufl., Lizenzausgabe. München : Hüthig und Pflaum. – ISBN 381010051X
- [80] VISHAY: *Datasheet BY268, BY269*. www.vishay.com, 09 2012
- [81] LITTLEFUSE: *Datasheet SMAJ Series, SMAJ16*. www.littlefuse.de, 11 2015

- [82] TEXAS INSTRUMENTS: *Datasheet LM8261*. www.ti.com, 01 2015
- [83] TEXAS INSTRUMENTS: *Datasheet TL431*. www.ti.com, 01 2015
- [84] PANASONIC: *Datasheet ERJ6RB*. industrial.panasonic.com, 04 2015
- [85] DIODES INCORPORATED: *Datasheet ZR431*. www.diodes.com, 10 2011
- [86] NXP SEMICONDUCTORS: *Datasheet BC847*. www.nxp.com, 12 2008
- [87] DIODES: *Datasheet 2N7002*. www.diodes.com, 07 2013
- [88] LECROY: *WaveRunner 6000A Series Oscilloscopes, Operator's Manual*. 2007
- [89] TEXAS INSTRUMENTS: *Datasheet TDC7200*. www.ti.com, 03 2016
- [90] DIODES: *Datasheet BSS8402DW*. www.diodes.com, 02 2014
- [91] OCTOPART, Inc: *BOM Tool: Octopart*. "<https://octopart.com/bom-tool>",
- [92] TEXAS INSTRUMENTS: *Datasheet ADS7866*. www.ti.com, 06 2005
- [93] SEBER, G. ; WILD, C. J.: Nonlinear regression. 2003. In: *Hoboken: John Wiley & Sons Google Scholar*
- [94] FAHRMEIR, L. ; KNEIB, T. ; LANG, S.: *Regression*. Berlin : Springer, 2007 (Statistik und ihre Anwendungen)
- [95] FAHRMEIR, L. ; HEUMANN, C. ; KÜNSTLER, R. ; PIGEOT, I. ; TUTZ, G.: *Statistik*. <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-662-50372-0>. Version: 8., überarbeitete und ergänzte Auflage, 2016 (Springer-Lehrbuch)
- [96] *Statista - Das Statistik Portal*. <https://de.statista.com/statistik/lexikon/definition/303/root/mean/square/error/>

Lebenslauf

Persönliche Angaben

Name: Simon Weber
Geburtsort: Hannover, Niedersachsen
Geburtsdatum: 21. Dezember 1986

Beruflicher Werdegang

seit 12/2013 Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik
03/2011 - 09/2011 Praktikum bei Schlumberger, Houston TX, USA
Entwicklung der Leistungselektronik für ein Messgerät
05/2007 - 06/2007 Praktikum bei Elmetherm S.A., St. Auvent, Frankreich

Ausbildung

07/2012 - 11/2013 Master of Science Mechatronik, Leibniz Universität Hannover
Schwerpunkt: Leistungselektronik, Antriebstechnik
Masterarbeit: „Entwicklung und Aufbau neuer Gate-Treiber zur sicheren Ansteuerung und Überwachung von Verarmungstyp SiC-JFETs“
10/2007 - 07/2012 Bachelor of Science Mechatronik, Leibniz Universität Hannover
Bachelorarbeit: „Stromabhängigkeit des Schaltverhaltens von MOS-FETs“
08/1999 - 07/2006 Abitur in Mathematik und Physik am Gymnasium Mellendorf