

Weiterentwicklung der transienten thermischen Analysen für Leistungs-Halbleiter

vorgelegt von
M.Sc.
Maximilian Schmid

an der Fakultät IV - Elektrotechnik und Informatik
der Technischen Universität Berlin

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften
- Dr.-Ing. -

genehmigte Dissertation

Promotionsausschuss:

Vorsitzender:

Prof. Dr.-Ing. Friedel Gerfers

Gutachter:

Prof. Dr.-Ing. Martin Schneider-Ramelow

Gutachter:

Prof. Dr.-Ing. Dr. sc. techn. Klaus-Dieter Lang

Gutachter:

Prof. Dr.-Ing. Ralph Schacht

Gutachter:

Prof. Dr. rer. nat. Gordon Elger

Tag der wissenschaftliche Aussprache:

16. Dezember 2022

Berlin 2023

Kurzfassung

Die stark wachsenden Märkte der Leistungs- und Optoelektronik sind von Innovationen und Verbesserungen geprägt. Darunter fallen u.a. die Einführung der Wide-Bandgap Halbleiter GaN und SiC, die Einführung neuer Interconnects wie Silber- und Kupfersinterverbindungen sowie die konsequente Optimierung und Miniaturisierung, um Material einzusparen. Durch die Weiterentwicklungen rückt eine hochwertige und zuverlässige Abführung der Verlustleistung immer mehr in den Fokus. Eine inadäquate Wärmeabführung resultiert in höheren Arbeitstemperaturen für die Transistoren, Dioden und/oder LEDs und somit in kürzeren Lebenszeiten und einem schlechteren Wirkungsgrad. Gründe für eine schlechtere Wärmeabführung können Produktionsfehler und altersbedingte Schädigungen sein. Deshalb ist die thermische Qualifizierung sowohl in der Produktionslinie als auch in der Entwicklung und Qualitätssicherung essenziell.

Als Standardprüfverfahren zur Erkennung von Voids und nicht-benetzten Bereichen in Lötstellen hat sich X-Ray etabliert. Für die Inspektion von Rissen in Lötstellen, Sinterverbindungen und organischen Materialien, wie Klebeverbindungen und TIMs, ist X-Ray allerdings ungeeignet. Als Alternativverfahren ermöglicht Scanning Acoustic Microscopy (SAM) auch die Detektion von Rissen in Lötstellen sowie die Untersuchung von Sinterverbindungen und organischen Materialien. Dazu muss das Messobjekt jedoch in Wasser gelegt werden und es bestehen starke Einschränkungen in Bezug auf die Geometrie des Messobjekts. Ein drittes Prüfverfahren zur thermischen Qualifizierung ist die transiente thermische Analyse (TTA), die im Fokus dieser Arbeit steht. Im Gegensatz zu X-Ray und SAM ist die TTA kein bildgebendes Verfahren. Stattdessen werden die tatsächlichen thermischen Eigenschaften des thermischen Pfads vom Halbleiter bis zum Kühlkörper bewertet, unabhängig von Materialart und Geometrie.

Im ersten Teil der Arbeit werden diese drei Verfahren anhand typischer Fehlerbilder, der benötigten Messzeit und dem Grad der Automatisierung verglichen. Die TTA bietet in Bezug auf die Fehlererkennung das größte Potenzial, ist aber durch die längere Messzeit und die fehlende Automatisierung eingeschränkt. Deshalb werden im zweiten Teil der Arbeit Verbesserungen in der TTA vorgestellt, um diese Schwächen auszugleichen. Zur Verkürzung der Messzeit wurde der Deterministische Puls Algorithmus (DPA) entwickelt und patentiert. Über die Rückrechnung basierend auf dem Superpositionsprinzip ermöglicht es der DPA bei gleichbleibender Signalqualität die Messzeit um bis zu 95,6 % zu verkürzen. Um eine flexible Kontaktierung der Bauteile über Federkontaktstifte zu ermöglichen, wurde eine neue Heiz/Mess-Quelle für Transistoren konzipiert und ein Prototyp aufgebaut. Durch das Heizen und Messen im Sättigungsbereich bzw. im aktiven Bereich kann der Heiz-Strom signifikant reduziert werden und die Temperaturempfindlichkeit, und somit die Signalqualität, erhöht werden. Basierend auf dem DPA und neuer der Heiz/Mess-Quelle wurden zwei automatisierte TTA-Messstände entwickelt, der eine für Messungen im Labor, der andere für die Produktionslinie. Durch die Verbesserungen kann das Potenzial der TTA besser genutzt werden.

Abstract

The growing power- and optoelectronics markets are driven by innovations and continuous improvements. Amongst others, the introduction of the wide-bandgap semiconductor materials GaN and SiC, the introduction of new interconnect technologies like silver and copper sintering and the optimization and miniaturization, to save material, are especially noteworthy. Due to these improvements, a valuable and reliable heat dissipation is becoming inevitable. Inadequate heat dissipation results in an increase in temperature for the transistors, diodes and/or LEDs and thus a reduced lifetime and a smaller efficiency. Production errors or age-related degradations can be responsible for inadequate heat dissipation. Therefore, a thermal qualification is essential for production, development and quality assurance.

The most established measurement method to detect voids and non-wetted regions for solder interconnects is X-Ray. However, X-Ray is not suitable for inspecting of solder cracks, sintered interconnects and organic materials, like adhesives and TIMs. Alternatively scanning acoustic microscopy (SAM) can detect cracks and inspect sintered interconnects as well as organic materials. Admittedly it is required to place the device under test (DUT) in water for SAM and there are limits regarding the geometry of the DUT. The focus of this work will be the third measurement method for thermal qualification, the transient thermal analysis (TTA). Compared to X-Ray and SAM, TTA is not an imaging measurement method. Instead, the thermal properties of the thermal path from semiconductor to heat sink are evaluated, independent of material and geometry.

The first part of this work compares the three measurement methods by means of typical failure modes in the DUT, required measurement time and level of automatization. Regarding the failure modes, the TTA shows the highest potential but is limited through long measurement times and the lack of automatized equipment. For this reason, this thesis aims to compensate these disadvantages. To reduce measurement time the deterministic pulse algorithm (DPA) was developed and patented. Based on the superposition principle the DPA is able to reduce the measurement time by 95,6% at same signal quality. For flexible electrical contacting of the DUT with spring probes, a new heat/meas-source for transistors was designed and a prototype manufactured. Through heating and sensing in the saturation region resp. the active region, the heating current is reduced significantly while the signal quality is increased due to a higher temperature sensitivity. Based on the DPA and the new heat/meas-source two units of automatized TTA equipment were manufactured. One for measurements in laboratory level, one for InLine integration. Through these improvements the potential of the TTA is useable more easily.

Danksagung

Der Inhalt dieser Arbeit ist im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter an der Technischen Hochschule Ingolstadt in der Arbeitsgruppe Microelectronic Packaging entstanden. Dank gebührt meinen aktuellen und ehemaligen Kollegen, die mich während dieser Zeit unterstützt haben. An erster Stelle ist hier Prof. Dr. Gordon Elger zu nennen, ohne den das alles nicht möglich gewesen wäre. Ebenfalls bedanken möchte ich mich bei Sri Krishna Bhogaraju für den Aufbau zahlreicher Löt- und vor allem Sinterproben sowie bei Hannes Schwan und Stephan Kühn für intensive Elektrotechnik-Diskussionen.

Von Seiten der Technischen Universität Berlin möchte ich mich bei Prof. Dr. Martin Schneider-Ramelow bedanken, der mir diese kooperative Promotion ermöglicht hat.

Ebenso möchte ich mich bei meinem privaten Umfeld bedanken. Hervorheben möchte ich meine Eltern und meiner Nachbarin Steffi für das fleißige Korrekturlesen. Spezieller Dank gebührt meiner Frau Anna, die mich immer unterstützt hat, mit mir nach Ingolstadt gezogen ist und mir während der finalen Züge der Arbeit den Rücken freigehalten hat. Nicht zuletzt möchte ich mich bei meinem Sohn Ferdinand bedanken. Durch seine Geburt ist er der Erste und Einzige der es geschafft hat mir eine Deadline für die Arbeit zu setzten.

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung	ii
Abstract	iii
Danksagung	iv
1 Motivation und Vorgehen	1
2 Grundlagen moderner Baugruppen in der Leistungs- und Optoelektronik	4
2.1 Relevante Bauteile für die transiente thermische Analyse	4
2.1.1 Dioden	4
2.1.2 High-Power LEDs	4
2.1.3 MOSFETs	8
2.1.4 IGBTs	11
2.2 Thermisch relevante Substrate	11
2.2.1 Metallkern-Leiterplatte	12
2.2.2 Keramik-Leiterplatte	12
2.3 Verbindungstechnologien in der Elektronik	13
2.3.1 Löten	13
2.3.2 Sintern	14
2.3.3 Kleben	15
2.3.4 Thermal Interface Material	15
2.4 Aufbaukonzepte zur Wärmeabführung	16
3 Stand der Technik: Nicht-zerstörende Testmethoden	18
3.1 Transiente thermische Analyse	18
3.1.1 Die thermische Impedanz	18
3.1.2 Vermessung der thermischen Impedanz von Halbleitern	19
3.1.3 Physikalische Bedeutung der thermischen Impedanz	20
3.1.4 Evaluierung der Messdaten	22
3.2 X-Ray Inspektion	33
3.3 Akustik Mikroskopie	33
3.4 Vergleich von TTA, SAM und X-Ray	35
3.4.1 Untersuchung von Lötstellen	36
3.4.2 Untersuchung von Sinterverbindungen	40
3.4.3 Untersuchung von Klebeverbindungen	41
3.4.4 Modulbedingte Einschränkungen	42
3.4.5 Grad der Automatisierung und Messzeit	43
3.4.6 Zusammenfassung des Vergleichs	43
4 Entwicklung des Deterministischen Puls Algorithmus zur Reduktion der Messzeit	45
4.1 Notwendige Signalqualität in der TTA	45

4.2	Konzept des Deterministischen Puls Algorithmus	49
4.2.1	Rauschreduktion durch Mittelung	50
4.2.2	Bandbreite von $Z_{th}(t)$	50
4.2.3	Puls-Sequenz des Deterministischen Puls Algorithmus	52
4.2.4	Superpositionsprinzip angewandt auf $Z_{th}(t)$	53
4.2.5	Gesamtablauf des Deterministischen Puls Algorithmus	55
4.3	Mathematische Beschreibung des Deterministischen Puls Algorithmus	56
4.3.1	Berechnung der Sprungantwort $Z_{th}(t)$ über Offset-Korrektur	56
4.3.2	Filtern von $Z_{th}(t)$ für die Offset-Korrektur	58
4.3.3	Zusammenfügen der DPA und Standard TTA Daten	60
4.4	Anwendung des Deterministischen Puls Algorithmus an exemplarischen Daten	60
4.4.1	Spannungsantwort der Messung	60
4.4.2	Herauslösen der Mess-Phasen	61
4.4.3	Filtern für den späteren Zeitbereich	62
4.4.4	Offset-Korrektur und Mitteln für den frühen Zeitbereich	63
4.4.5	Zusammensetzen der $Z_{th}(t)$ für beide Zeitbereiche	63
4.5	Qualifizierung des deterministischen Puls Algorithmus	65
4.5.1	Prüfung der Robustheit anhand simulativer Daten	65
4.5.2	Theoretische Limitierung	66
4.5.3	Experimentelle Rauschreduktion	68
5	Entwicklung einer Heiz/Mess-Quelle für die transiente thermische Analyse von Transistoren	70
5.1	Vergleich der Heiz/Mess-Methoden bei Transistoren	71
5.1.1	Beschreibung der Heiz/Mess-Methoden	71
5.1.2	Vergleich der Temperatur-Sensitivität	72
5.1.3	Einfluss der Temperatur-Verteilung	73
5.1.4	Zusammenfassung des Vergleichs	75
5.2	Entwicklung der Heiz/Mess-Quelle	75
5.2.1	Anforderungen an die Heiz/Mess-Quelle	75
5.2.2	Konzept der Heiz/Mess-Quelle	76
5.2.3	Auslegung Regelstrecke	78
5.2.4	Schaltverhalten des Prototypen	84
5.3	Qualifizierung der Heiz/Mess-Quelle	85
5.3.1	Vergleich gegenüber kommerziellem Equipment anhand Si-MOSFETs	85
5.3.2	Vermessung von IGBTs und SiC-MOSFETs	86
6	Automatisierung der transienten thermischen Analyse	88
6.1	Modulares TTA-Equipment	88
6.2	Automatisierter Messstand für Laboruntersuchungen	89
6.3	Automatisierter Messstand für den Einsatz Produktionslinie	90
6.4	Steuersoftware mit graphischer Oberfläche	92
7	Experimentelle Anwendung der Verbesserungen	93
7.1	Umfangreiche Studien durch die Automatisierung	93
7.2	Analyse von stark verrauschten Signalen im frühen Zeitbereich	94
7.3	InLine-ähnliche Vermessung von Modulen	96

8 Zusammenfassung und Ausblick	98
Symbolverzeichnis	110
Abkürzungsverzeichnis	114
Anhang A: Komprimierungs Algorithmus	115

Abbildungsverzeichnis

2.1	LED Schaltzeichen und UI-Kennlinie	5
2.2	Optisches Spektrum einer weißen High-Power LED und temperaturabhängige Effizienz	6
2.3	Bild einer High-Power LED mit Keramik Submount inklusive eines schematischen Querschnitts und Bild einer Bare Die LED	7
2.4	MOSFET Schaltzeichen und Kennlinienfeld	8
2.5	Bild eines High-Power MOSFET in einem SMD Package inklusive eines schematischen Querschnitts und Bild eines Bare Die MOSFETs	11
2.6	Substrate in der Leistungs- und Optoelektronik: IMS-PCB und DBC	12
2.7	Beschreibung der Prozessschritte für SMD-Löten	13
2.8	Typisches Aufbaukonzept für Baugruppen aus der Leistungselektronik mit realem Beispiel	17
2.9	Typisches Aufbaukonzept für Baugruppen aus der Optoelektronik mit realem Beispiel	17
3.1	Prinzipieller Ablauf der TTA aus Heiz- und Mess-Phase und vereinfachter elektrischer Schaltplan für die TTA an LEDs	20
3.2	Ersatzschaltbild des thermischen Pfads als Cauer- und Foster-Netzwerk	21
3.3	Rechenschritte in der TTA von der gemessenen Spannung $U_{TSP}(t)$ bis zur Strukturfunktion (STF) und zur normierten logarithmischen Ableitung $B(z)$ mit allen Zwischenschritten	22
3.4	Bestimmung der Temperatursensitivität SEN des Halbleiters	23
3.5	Beispiel der TTA Auswertung über $U_{TSP}(t)$ und $T_J(t)$	24
3.6	Wurzel-Extrapolation zur Bestimmung der TTA Daten im frühen Zeitbereich	25
3.7	Beispiel der TTA Auswertung über $Z_{th}(t)$ und R_{th}	26
3.8	Beispiel der TTA Auswertung über $b(z)$, der Ableitung von $Z_{th}(t)$	28
3.9	Beispiel der TTA Auswertung über die normierte logarithmische Ableitung $B(z)$	30
3.10	Beispiel der TTA Auswertung über das Zeitkonstantenspektrum $R'_{th}(\tau)$	31
3.11	Beispiel der TTA Auswertung über die Strukturfunktion	32
3.12	Fehlerbild der LED nach 750 TSZ für die beispielhaften Auswertungen: Risse in der Lötstelle	32
3.13	Schematische Beschreibung einer X-Ray Inspektion	34
3.14	Schematische Beschreibung SAM (Scanning Acoustic Microscopy)	35
3.15	Analyse von Voids in Lötstellen mittels TTA, X-Ray und SAM anhand drei LEDs mit geringem, mittlerem und hohem Void Anteil	36
3.16	Analyse von Benetzungsfehler in Lötstellen mittels TTA, X-Ray und SAM anhand einer LED mit nicht-benetztem Lötbereich und einer Referenz-LED	37
3.17	Analyse von Rissen in Lötstellen mittels TTA, X-Ray, SAM und Querschliffen anhand zwei LEDs zu verschiedenen Alterungszuständen	39
3.18	Analyse von Sinterverbindungen mittels TTA, X-Ray und SAM anhand von drei Bare Die MOSFETs mit verschiedenen Sinterpasten	40
3.19	Analyse von Klebeverbindungen mittels TTA, X-Ray und SAM anhand von drei MOSFETs mit verschiedenen Klebestoffmanipulationen	42

4.1	Erhöhung des SNR über die Zeit durch den Komprimierungs-Algorithmus . . .	46
4.2	Einfluss von Rauschen auf die WEP anhand exemplarischer Datensätze inkl. Fokus auf relevanten Bereich.	47
4.3	Einfluss von Rauschen auf $B(z)$ anhand exemplarischer Datensätze inkl. Fokus auf relevanten Bereich.	48
4.4	Einfluss von Rauschen auf $R'_{th}(\tau)$ anhand exemplarischer Datensätze.	49
4.5	Zeitabhängige Bandbreite $BW(t)$ bzw. Grenzfrequenz $f_g(t)$ von $Z_{th}(t)$	51
4.6	DPA TTA Sequenz des Deterministischen Puls Algorithmus	52
4.7	Temperaturverlauf aufgrund des Superpositionsprinzips während der Deterministischen Puls Sequenz	54
4.8	Ablaufdiagramm des Deterministischen Puls Algorithmus	55
4.9	Graphische Beschreibung der Zusammenführung der $Z_{th}(t)$ -Abschnitte	60
4.10	Zeitaufgelöste Spannungsantwort einer LED auf DP Sequenz und Standard TTA Sequenz und Fokus auf einen kurzen Zeitausschnitt während der DP Sequenz	61
4.11	$U_{TSP}(t)$ -Antwort einer LED während verschiedener Mess-Phasen der DP Sequenz und der Mess-Phase der Standard TTA Sequenz.	62
4.12	Rauschreduktion auf der Standard TTA Mess-Phase durch Filtern mit einem Butterworth Tiefpass.	62
4.13	Drift der Leistungssprünge während der DP Sequenz	63
4.14	(a) Berechnete $T_{Offset,j}(t)$ und (b) berechnete $Z_{th,j}(t)$ über Offset-Korrektur für exemplarische Heiz-Phasen in der DP Sequenz.	64
4.15	$Z_{th}(t)$ des DPA im Vergleich zu den Standard TTA Roh-Daten.	64
4.16	Theoretisches Limit für die Rauschreduktion durch den DPA	68
5.1	Vergleich SEN für U_{f-Body} und U_{th} anhand zwei verschiedener MOSFETs für zwei I_{Mess}	73
5.2	Schematischer Querschnitt einer einzelnen Zelle eines SJ-MOSFETs mit eingezeichneten Heiz-Bereichen für die drei Heiz-Methoden.	74
5.3	Blockschaltbild der Heiz/Mess-Quelle	77
5.4	Prototyp der Heiz/Mess-Quelle, realisiert als 19 Zoll Einschubkarte	78
5.5	Blockschaltbild der Regelschleife der Heiz/Mess-Quelle	78
5.6	Vereinfachte Schaltung der Regelkreises, eingeteilt in die Blöcke $R(s)$, $M(s)$ und $F(s)$	79
5.7	Übertragungsfunktion von $R(s)$	80
5.8	Linearisierung eines MOSFETs im Sättigungsbereich und resultierende Transkonduktanz in Abhängigkeit des Stroms	80
5.9	Schaltung des MOSFETs inklusive der relevanten parasitären Komponenten und der Linearisierung des MOSFETs als stromgesteuerte Spannungsquelle.	81
5.10	Theoretische und experimentelle Übertragungsfunktion $M(s)$ des MOSFETs im Sättigungsbereich	82
5.11	Übertragungsfunktion von A_{OL} und Einschwingzeit in der Heiz-Mess/Quelle in Abhängigkeit von C_{DS}	83
5.12	Umschaltverhalten der Heiz/Mess-Quelle für einen exemplarischen MOSFET	84
5.13	Vergleichsmessungen mit der Heiz/Mess-Quelle und zwei kommerziellen TTA-Equipments.	86
5.14	$Z_{th}(t)$ für einen IGBT und einen SiC MOSFET, gemessen mit der neuen Heiz/Mess-Quelle	87

6.1	Modulares TTA-Equipment auf Basis eines 19"-Einschubsystems	89
6.2	Automatisierter Thermische Impedanz Messstand (ATIM) mit Beschreibung der Teilsysteme	90
6.3	InLine Thermische Impedanz Messstand (ILTIM) mit Beschreibung der Teilsysteme	91
6.4	Graphische Oberfläche der Steuersoftware für TTA-Equipments, ATIMs und ILTIM	92
7.1	Al-IMS Testboard mit insgesamt 90 LEDs	94
7.2	Bild und schematischer Aufbau der Proben zur Analyse der Kupfer-Sinterverbindung als Die-Attach	95
7.3	Vergleich DPA und Standard TTA für gesinterte LEDs mit geringem R_{th}	96
7.4	$Z_{th}(t)$ mit dem ILTIM für vier MOSFETs	97
A.1	Graphische Erklärung des Komprimierungs-Algorithmus	115

Tabellenverzeichnis

3.1	Zusammenfassung des Vergleichs zwischen TTA, X-Ray und SAM für Automatisierung, verschiedene Fehlerbilder und Einschränkungen.	44
4.1	Standardabweichung der WEP zu $t = 0$ für zwei Intervalle aufgrund von mehreren Rauschpegeln.	46
4.2	Standardabweichung von $B(z)$ bzw. B_{max} aufgrund mehrerer Rauschpegeln für Normierung in zwei Intervalle.	47
4.3	Einfluss mehrerer Rauschpegel auf $R'_{th}(\tau)$ bewertet durch Kreuzkorrelation.	48
4.4	Übersicht der verwendeten $Z_{th}(t)$ -Abschnitte mit Anzahl und Vorfaktor, die für die Berechnung von $T_{Offset,j}(t)$ im DPA verwendet werden.	58
4.5	Vergleich verschiedener Tiefpass-Filter des DPA	59
4.6	Verwendete Störungen zur Prüfung der Robustheit des DPA	65
4.7	Experimentell erreichte Rauschreduktion des DPA im Vergleich zum Mitteln	69
5.1	Schematischer Schaltplan für das Heizen von MOSFETs über $R_{DS(on)}$, U_{f-Body} und im Sättigungsbereich	71
5.2	Mittelwert und Streuung von SEN in mV/K für U_{f-Body} und U_{th} über neun MOSFETs für zwei verschiedener MOSFET-Typen und zwei I_{Mess}	73
5.3	Simulative Prüfung des Einflusses der Heiz-Position und der Position der Temperaturmessung auf den R_{th}	75
7.1	Zusammensetzung der verwendeten Lotpasten in Gewichtsprozent	93

Publikationen im Rahmen der Arbeit

Die Entwicklungen und Ergebnisse dieser Arbeit stützen sich auf vier Publikationen in wissenschaftlichen Journals. Vor der Veröffentlichung des entwickelten Algorithmus, zur Steigerung der Signalqualität im frühen Zeitbereich, wurde ein Patent zum Schutz des Algorithmus eingereicht. Neben der Veröffentlichung in Journals wurden die Entwicklungen und Ergebnisse auf Konferenzen präsentiert. Parallel zur Weiterentwicklung von Messprinzip und Messequipment wurde das aufgebaute Equipment an der THI zur Qualifizierung und Modellierung von Materialien und Komponenten genutzt. Dadurch entstanden mehrere Applikationspaper als Co-Autor.

Patente

Gordon Elger, Maximilian Schmid und Alexander Hanss: *Thermal analysis of semiconductor devices*, EU Patent-Nr.: EP3594669, US Patent-Nr.: 20200018711 16/510052, 2020.

Journal-Paper

Maximilian Schmid, Andreas Zippelius, Alexander Hanß, Stephan Böckhorst und Gordon Elger: *Investigations on High-Power LEDs and Solder Interconnects in Automotive Application: Part I – Initial Characterization*. IEEE Transactions on Device and Materials Reliability, 2022.

Maximilian Schmid, Andreas Zippelius, Alexander Hanß, Stephan Böckhorst und Gordon Elger: *Investigations on High-Power LEDs and Solder Interconnects in Automotive Application: Part II – Reliability*. IEEE Transactions on Device and Materials Reliability, Submitted.

Maximilian Schmid, Sri Krishna Bhogaraju, E. Liu und Gordon Elger: *Comparison of Nondestructive Testing Methods for Solder, Sinter, and Adhesive Interconnects in Power and Opto-Electronics*. Applied Sciences, Ausgabe: 10(23), 2020.

Maximilian Schmid, Sri Krishna Bhogaraju, Alexander Hanss und Gordon Elger: *A new Noise- Suppression Algorithm for Transient Thermal Analysis in Semiconductors over Pulse Superposition*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2020.

Konferenz-Paper

Maximilian Schmid, Joseph Hermann, E Liu und Gordon Elger: *Correlation of Scanning Acoustic Microscopy and Transient Thermal Analysis to Identify Crack Growth in Solder Joints*. In: 21th The Intersociety Conference on Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems (iTherm), 2022.

Maximilian Schmid, Sri Krishna Bhogaraju und Gordon Elger: *Characterization Of Copper Sintered Interconnects By Transient Thermal Analysis*. In: 2021 International Conference on Electronics Packaging (ICEP), 2021.

Maximilian Schmid, Sri Krishna Bhogaraju, Andreas Riedel und Gordon Elger: *Development of an In-Line Capable Transient Thermal Analysis Equipment for a Power Module with Five Half Bridges*. In: 26th International Workshop on Thermal Investigations of ICs and Systems (THERMINIC), 2020.

Maximilian Schmid, Alexander Hanss, Sri Krishna Bhogaraju und Gordon Elger: *Time Saving Averaging Algorithm for Transient Thermal Analyses over Deterministic Pulse Superposition*. In: 25th International Workshop on Thermal Investigations of ICs and Systems (THERMINIC), 2019.

Maximilian Schmid, Sri Krishna Bhogaraju und Gordon Elger: *Automatic Transient Thermal Impedance Tester for Quality Inspection of Soldered and Sintered Power Electronic Devices on Panel and Tile Level*. In: 69th Electronic Components and Technology Conference (ECTC), 2019.

Maximilian Schmid und Gordon Elger: *Measurement of the Transient Thermal Impedance of MOSFETs Over the Sensitivity of the Threshold Voltage*. In: 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2018.

Maximilian Schmid, Johannes Pforr und Gordon Elger: *Power Electronic Package for Double Sided Cooling Utilizing Tile-Level Assembly*. In: Power Conversion and Intelligent Motion Europ (PCIM), 2017.

Paper als Co-Autor mit besonderer Relevanz für die Arbeit

Andreas Zippelius, Alexander Hanß, Maximilian Schmid, Judith Pérez-Velázquez und Gordon Elger: *Reliability analysis and condition monitoring of SAC+ solder joints under high thermomechanical stress conditions using neuronal networks*. Microelectronics Reliability, Ausgabe: 129, 2022.

Sri Krishna Bhogaraju, Maximilian Schmid, Elias Hufnagel, Fosca Conti, Hireen R Kotadia und Gordon Elger: *Low temperature and low pressure die-attach bonding of high power light emitting diodes with self reducing copper complex paste*. In: Electronic Components and Technology Conference (ECTC), 2021

Andreas Zippelius, Alexander Hanß, E Liu, Maximilian Schmid, Judith Pérez-Velázquez und Gordon Elger: *Comparing prediction methods for LED failure measured with Transient Thermal Analysis*. In: 21st International Conference on Thermal, Mechanical and Multi-Physics Simulation and Experiments in Microelectronics and Microsystems (Euro-SimE), 2020.

Gordon Elger und Maximilian Schmid: *Reliability of SAC+ Solders for LED Packages*. In: 27th International Workshop on Thermal Investigations of ICs and Systems (Therminic), 2021.

Gordon Elger, Alexander Hanss und Maximilian Schmid: *Analysis of Improved SAC+ Solders for CSP LEDs on AI-IMS*. In: LED professional Symposium + Expo, 2019.

Gordon Elger, Maximilian Schmid, Alexander Hanss und Dominik Müller: *Automatic Panel Level Transient Thermal Tester*. In: LED professional Symposium + Expo, 2017.

Sri Krishna Bhogaraju, Alexander Hanß, Maximilian Schmid, Gordon Elger und Fosca Conti: *Evaluation of silver and copper sintering of first level interconnects for high power LEDs*. In: 7th Electronic System-Integration Technology Conference (ESTC), 2018.

Gordon Elger, Dominik Müller, Alexander Hanß, Maximilian Schmid, E Liu, Udo Karbowski und Robert Derix: *Transient thermal analysis for accelerated reliability testing of LEDs*. Microelectronics Reliability, 2016.

Alexander Hanß, Maximilian Schmid, E Liu und Gordon Elger: *Transient thermal analysis as measurement method for IC package structural integrity*. Chinese Physics B, 2015

1 Motivation und Vorgehen

Die Leistungselektronik und die Optoelektronik sind zwei stark wachsende Marktsegmente der Elektronik-Industrie [1,2]. Treibende Kräfte hinter der Leistungselektronik sind unter anderem die Elektrifizierung in der Automobilindustrie und die erneuerbaren Energien [3]. Verantwortlich für das Wachstum des Optoelektronik-Markts ist der geringe Energieverbrauch von LEDs [4] und das Verbot konventioneller Lichtquellen wie Glühbirnen [5].

So unterschiedlich die Aufgaben und Anforderungen an Produkte in der Leistungs- und Optoelektronik auch sein mögen, die zuverlässige Abführung der Wärme von den Halbleitern (Transistoren bzw. LEDs) ist eine der elementaren Herausforderungen in beiden Sparten. Eine unzureichende Wärmeabführung resultiert in einer erhöhten Arbeitstemperatur, was gleich mehrere Nachteile mit sich bringt.

Zum einen ändern sich die elektrischen Eigenschaften der Halbleiter. In der Leistungselektronik erhöht sich mit steigender Temperatur bei MOSFETs (engl. Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) der elektrische Widerstand im eingeschalteten Zustand $R_{DS(on)}$ [6] und bei IGBTs (engl. Insulated-Gate Bipolar Transistor) die Sättigungsspannung im eingeschalteten Zustand $U_{CE(sat)}$ [7]. Dadurch steigen die Verluste, womit die Effizienz der leistungselektronischen Schaltung sinkt [8]. In der Optoelektronik nimmt mit steigender Temperatur die Effizienz der LEDs ab und die Lichtfarbe ändert sich [9].

Der größte Nachteil einer höheren Arbeitstemperatur ist jedoch die reduzierte Lebensdauer. Durch den vorzeitigen Ausfall entstehen zusätzliche Kosten für den Austausch defekter Teile und für den Stillstand [10]. Als grobe Faustregel für die Abschätzung der Lebensdauer wird oft die Arrhenius-Gleichung verwendet. Dabei entspricht ein Temperaturanstieg um 10°C einer Halbierung der Lebensdauer [11]. Auch wenn diese Regel nicht sonderlich genau ist [12] und unterschiedliche Fehlermoden nicht berücksichtigt werden [13], die grundlegende Aussage bleibt bestehen. Um lange Lebenszeiten zu ermöglichen, sollte die Arbeitstemperatur durch eine adäquate und zuverlässige Abführung der Wärme möglichst niedrig gehalten werden.

Verantwortlich für die Wärmeabführung ist der thermische Pfad des leistungs- bzw. optoelektronischen Moduls, der alle Materialschichten vom Halbleiter bis zum Kühlkörper zusammenfasst. Das beinhaltet den Halbleiter selbst, dessen Package, alle Löt-, Sinter- und/oder Klebeverbindungen, Substrate und thermische Interface Materialien (TIM). Ausschlaggebend für die Güte des thermischen Pfads sind neben den thermischen Eigenschaften der Materialschichten auch deren geometrischer Aufbau.

Um die Leistungsfähigkeit neuer Produkte weiter zu erhöhen und Kosten zu senken, sind beide Marktsegmente stark innovationsgetrieben. Dies betrifft auch den thermischen Pfad. Hervorzuheben sind hier die Miniaturisierung, um Bauraum und Materialkosten einzusparen [14], die Einführung der Wide-Bandgap Halbleiter mit deutlich verbesserten elektrischen

und thermischen Eigenschaften gegenüber Standard Silizium Halbleitern [15] und Silber bzw. Kupfer-Sintern als Alternative zum Löten mit verbesserten thermischen und mechanischen Eigenschaften [16].

Unabhängig von den Aufgaben, der Komplexität und den verwendeten Materialien eines Produkts müssen die Hersteller die Qualität des thermischen Pfads prüfen, um vorzeitige Ausfälle zu verhindern. Zum einen können Material- und Prozessfehler bereits vor der Auslieferung zu einer unzureichenden Qualität führen. Zum anderen können altersbedingte Schädigungen und Ermüdungen wie z.B. Risse in Lot- und Sinterverbindungen [17] und Delamination in Substraten [18] eine Degradation des thermischen Pfads im Betrieb verursachen.

Mehrere nicht-zerstörende Prüfverfahren stehen für die Qualifizierung des thermischen Pfads zur Verfügung. Am weitesten verbreitet ist die Röntgen (engl. X-Ray) Inspektion. Das bildgebende Verfahren erlaubt die Prüfung von Lötstellen auf Fehler wie z.B. Lufteinschlüsse (Voids) [19]. Aufgrund der kurzen Messzeiten ist es möglich, die X-Ray Inspektion in die Produktionslinie zu integrieren. Allerdings können Risse in der Lötstelle nicht aufgelöst werden und für Sinterverbindungen und nicht-metallische Materialien ist X-Ray nicht geeignet [20].

Ein weiteres etabliertes und nicht-zerstörendes Prüfverfahren ist die akustische Mikroskopie (engl. SAM: Scanning Acoustic Microscopy). Wie X-Ray, ist auch SAM ein bildgebendes Verfahren. Neben Voids können mit SAM auch Risse in der Lötstelle detektiert werden und SAM erlaubt die Untersuchung von Sinterverbindungen und nicht-metallischen Materialien [21–23]. Im Vergleich zu X-Ray wird allerdings eine längere Messzeit benötigt und eine geringere laterale Auflösung erreicht. Zusätzlich muss das Messobjekt für die Untersuchung in ein Wasserbad gelegt werden und es gelten geometrische Einschränkungen für das Messobjekt. Zwar wird SAM vereinzelt in der Produktionslinie eingesetzt, bevorzugt wird es aber für die Untersuchung alterungsbedingter Schäden auf Laborebene genutzt.

Die transient thermische Analyse (TTA) ist ein drittes, nicht-zerstörendes Prüfverfahren und steht im Fokus dieser Arbeit. Im Gegensatz zu X-Ray und SAM ist die TTA kein bildgebendes Prüfverfahren. Bewertungsgröße ist ein zeitaufgelöstes Signal, das den thermischen Pfad einer Baugruppe vom Halbleiter bis zum Kühlkörper vollständig beschreibt. So ermöglicht die TTA eine Qualifizierung aller metallischen und nicht-metallischen Materialien sowie altersbedingten Schäden und Degradationen mit thermischer Relevanz. Die TTA ist ein etabliertes Verfahren und kommerzielles Equipment seit mehreren Jahren verfügbar [24]. Trotz des kommerziellen Equipments ist die Durchführung der TTA aufwändiger als eine Inspektion mit X-Ray und SAM. Die notwendige Messzeit ist deutlich länger, eine Einzelmessung dauert mehrere Sekunden. Erschwerend kommt hinzu, dass die Qualität der Messdaten bei einer Einzelmessung meist nicht ausreichend ist. Um die Signalqualität zu erhöhen wird deshalb in der Praxis gewöhnlich über mehrere Messwiederholungen gemittelt. So benötigt die TTA eines einzelnen Bauteils typischerweise 10 s bis hin zu Minuten. Des Weiteren erlaubt derzeit kommerzielles Equipment keine Automatisierung der TTA. Die Halbleiter müssen stattdessen manuell elektrisch kontaktiert und die Messung händisch gestartet werden. Für die TTA an Leistungsstran-

sistoren gestaltet sich selbst die manuell elektrisch Kontaktierung als nicht einfach. Durch die benötigten hohen Ströme für die Messung sind feste Verbindungen (z.B. durch Schraubklemmen) notwendig. Eine schnell aufbau- und trennbare Kontaktierung über Federkontaktstifte ist nicht möglich. Dadurch ist das Prüfverfahren fehleranfällig und zeitintensiv.

Aufgrund der langen Messzeit für qualitative Daten, der manuellen Bedienung und fehlenden Automatisierung wird die TTA aktuell hauptsächlich zur Qualifizierung weniger Proben im Laborbetrieb genutzt. Die Integration in eine Produktionslinie mit adäquater Datenqualität ist derzeit nicht möglich. Aufgrund der Messbarkeit aller thermisch relevanten Materialien und altersbedingten Schädigungen ist ihr Potential allerdings sehr groß:

Die TTA hat das größte Potential für eine material- und geometrie-unabhängig Detektion thermisch relevanter Fehler. Allerdings erschweren lange Messzeiten und fehlende Automatisierung den Einsatz.

Das Ziel der Promotion ist deshalb, die Schwächen der TTA auszugleichen. Dazu wurden drei Ansätze verfolgt, die im Rahmen der Promotion in wissenschaftlichen Journals und auf Konferenzen veröffentlicht wurden:

1. Innovative Mess-Sequenz und Auswertungs-Algorithmus in [25, 26]: Die Signalqualität ist für die TTA essenziell, um zwischen Fehlerursachen zu unterscheiden und dünne Materialschichten im Halbleiter aufzulösen. Dazu muss aktuell zeitaufwändig über mehrere Messwiederholungen gemittelt werden. Deshalb wurde eine Mess-Sequenz mit zugehörigem Auswertungs-Algorithmus entwickelt und patentiert [27].

2. Neue Heiz/Mess-Quelle für Transistoren in [28, 29]: Für die TTA von Transistoren werden aktuell hohe Ströme benötigt, die eine Kontaktierung über Federkontaktstifte verhindern. Deshalb wurde eine neue TTA Heiz/Mess-Quelle entwickelt.

3. Automatisierung der TTA in [30, 31]: Für die Automatisierung der TTA wurden zwei Messstände mit zugeschnittener Software aufgebaut. Der erste Messstand ist für den Laborbetrieb ausgelegt. Der zweite Messstand ist für den Einsatz in der Produktionslinie ausgelegt.

Anwendung: Neben der Verbesserung der TTA wurden die entwickelten Methoden und Messstände auch in verschiedenen Applikationen angewandt und die Ergebnisse im Rahmen der Promotion veröffentlicht. In [32] wurde die TTA mit X-Ray und SAM für typische Fehlerbilder verglichen. [33, 34] zeigt die Charakterisierung von Loten und High-Power LEDs in einer umfangreichen Zuverlässigkeitsstudie mit 1.800 LEDs. Die TTA zur Qualifizierung von Cu-Sinterverbindungen wird in [35] beschrieben. [36] behandelt die Optimierung von thermischen Simulationsmodellen auf Basis von TTA-Daten und [37] die KI-basierte Lebensdauervorhersage von High-Power LEDs.

2 Grundlagen moderner Baugruppen in der Leistungs- und Optoelektronik

Bevor im Detail auf Messprinzip, Vorteile und Verbesserung der TTA eingegangen werden kann, beschreibt dieses Kapitel die leistungs- und optoelektronischen Baugruppen, die vermessen werden sollen. Dabei wird zuerst auf die grundlegenden elektrischen und thermischen Eigenschaften der Halbleiter eingegangen. Anschließend werden typische thermische Aufbaukonzepte inklusive der verwendenden Verbindungstechnologien und Substrate beschrieben. Das Verständnis der Baugruppe ist elementar für die spätere Interpretation der Messdaten.

2.1 Relevante Bauteile für die transiente thermische Analyse

2.1.1 Dioden

Dioden sind elektrische Bauteile, die einen Stromfluss nur in eine Richtung erlauben. Durch diese Eigenschaft ergeben sich viele Einsatzgebiete. Relevant für thermische Untersuchungen sind Leistungs-Dioden, zum Schalten hoher Ströme, und High-Power LEDs, zur Lichterzeugung. Die grundlegenden elektrischen Prinzipien von Leistungs-Dioden und High-Power LEDs sind identisch, wenn sich auch die Strom- und Spannungsbereiche stark unterscheiden. Deshalb wird auch die TTA für beide auf die gleiche Weise durchgeführt. Für die TTA von Leistungs-Dioden ist jedoch deutlich höherer Strom nötig. Hierfür stand keine geeignete Quelle zur Verfügung, weshalb in dieser Arbeit ausschließlich High-Power LEDs betrachtet werden. Alle Prinzipien und Methoden sind aber ebenfalls auf Leistungs-Dioden anwendbar.

2.1.2 High-Power LEDs

Die LED hat konventionelle Lichtquellen wie Glühlampen und Leuchtstoffröhren in nahezu allen Bereichen abgelöst. Die größten Vorteile von LEDs gegenüber ihren Vorgängern sind dabei die gesteigerte Effizienz und die längere Lebensdauer. Aktuelle LED-Leuchten erreichen eine mehr als fünf Mal höhere Effizienz und eine zehn Mal längere Lebensdauer gegenüber Glühlampen [4, 38]. Zusätzlich ermöglichen die kleinen Bauformen und die Lichtabgabe in nur eine Richtung innovative Design- und Funktionskonzepte, wie z.B. das adaptive Fernlicht mit individuell steuerbaren Lichtsegmenten aus dem Automobilbereich [39].

LEDs können in verschiedenen Farben hergestellt werden. Abhängig von der Bandlücke des verwendeten Halbleitermaterials wird monochromes Licht im sichtbaren, ultravioletten oder infraroten Spektrum emittiert. Eine direkte Generierung von weißem Licht ist nicht möglich. Dieses muss durch Farbmischung erzeugt werden. Eine Möglichkeit ist die Mischung des Lichts

mehrerer LEDs (z.B. RGB-LED mit einer roten, einer grünen und einer blauen LED). Eine weitere Möglichkeit ist die Teilkonvertierung des Lichts einer einzelnen LED in ein weiteres Farbspektrum und der anschließenden Mischung. Diese Methode wird bei weißen LED auf Basis einer blauen LED mit gelbem Phosphor-Konverter genutzt. Ein Teil des erzeugten blauen Lichts wird im Phosphor in gelbliches Licht umgesetzt. Durch die Mischung entsteht weißes Licht. Aufgrund der geringeren Kosten für LED und Treiber werden für Beleuchtungsanwendungen hauptsächlich blaue High-Power LEDs mit Phosphor-Konverter verwendet [40]. Diese Arbeit beschränkt sich deshalb auf diesen Typ von LED.

Das elektrische Schaltzeichen der LED ist in Abbildung 2.1 (a) zu sehen. Die LED besitzt zwei elektrische Anschlüsse (Anode und Kathode). Wenn die LED in Flussrichtung (Anode positiv gegenüber Kathode gepolt) betrieben wird, stellt sich der Vorwärtsstrom I_F (engl. forward) und die Vorwärtsspannung U_F ein. Der Zusammenhang zwischen I_F und U_F wird dabei äquivalent zur „normalen“ Diode durch Shockley-Gleichung beschrieben:

$$I_F = I_S \cdot \left(e^{\frac{U_F}{n \cdot U_T}} - 1 \right) \quad \text{mit} \quad U_T = \frac{k_B \cdot T}{e} \quad (2.1)$$

mit dem Sperrstrom I_S , dem Idealitätsfaktor n (für LEDs zwischen 1 und 2) und der Temperaturspannung U_T , die aus der Boltzmannkonstante k_B , der Temperatur T und der Elementarladung e berechnet wird.

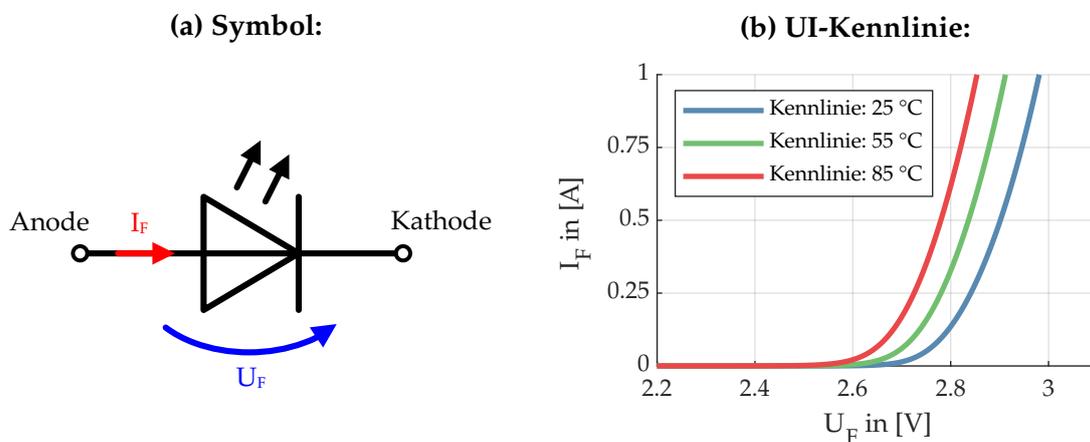


Abbildung 2.1: (a) LED Schaltzeichen mit Strom und Spannung in Flussrichtung. (b) Exemplarische $I_F(U_F)$ -Kennlinie für eine weiße High-Power LED bei verschiedenen Temperaturen.

Der Zusammenhang zwischen I_F und U_F ist in Abbildung 2.1 (b) graphisch als UI-Kennlinie für eine exemplarische weiße High-Power LED bei verschiedenen Temperaturen dargestellt. Für 25 °C fängt die LED bei ca. 2,7 V an zu leiten. Durch den exponentiellen Zusammenhang in (2.1) steigt U_F nur auf ca. 3,0 V für $I_F = 1$ A an. Der Zusammenhang ist dabei stark temperaturabhängig. Bei einer Temperaturerhöhung auf 85 °C verschiebt sich die UI-Kennlinie um ca. 0,1 V nach links. Diese Temperaturabhängigkeit von U_F wird später in der TTA genutzt, um

die Temperatur am pn-Übergang, die Junction-Temperatur T_J , der LED zu bestimmen. Beim Betreiben einer LED in Flussrichtung wird die elektrische Leistung $P_{el.}$ umgesetzt:

$$P_{el.} = I_F \cdot U_F \quad (2.2)$$

$P_{el.}$ wird durch die LED in blaues Licht umgewandelt. Dieses durchdringt den Phosphor und wird dabei teilweise in gelbliches Licht konvertiert. Sowohl bei der Erzeugung des blauen Lichts als auch bei der Konvertierung entstehen Verluste $P_{th.}$, die in Form von Wärme abgeführt werden müssen. Die übrige Leistung wird als optische Leistung $P_{opt.}$ abgestrahlt:

$$P_{el.} = P_{opt.} + P_{th.} \quad (2.3)$$

$P_{opt.}$ kann über eine Lichtintensitätsmessung bestimmt werden. Die spektrale Lichtintensität einer exemplarischen weißen High-Power LED ist in Abbildung 2.2 (a) zu sehen. Das Spektrum kann in zwei Bereiche unterteilt werden. Der erste Bereich von 400 nm bis 500 nm beschreibt die blauen Anteile, die durch die blaue LED erzeugt werden. Der zweite Bereich von 500 nm bis 750 nm beschreibt die gelblichen Anteile, die durch den Phosphor entstehen. Das Integral der spektralen Lichtintensität über das gesamte Spektrum entspricht $P_{opt.}$ [41].

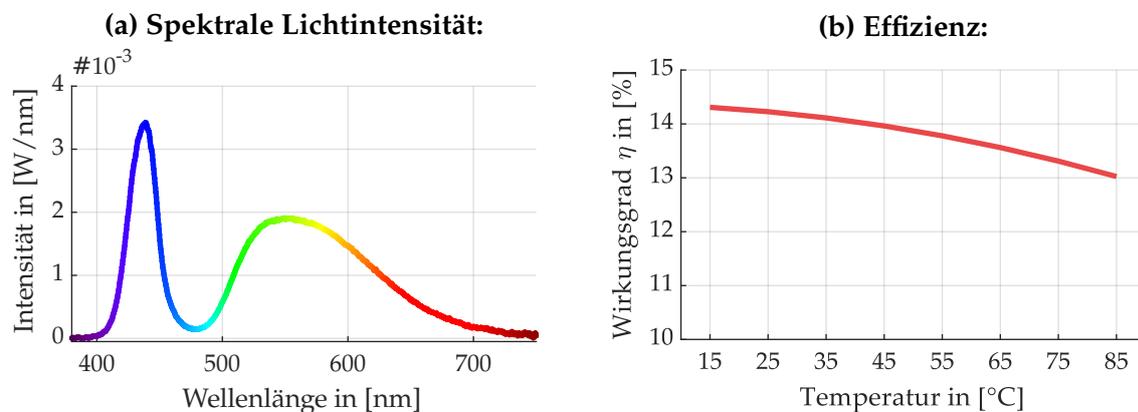


Abbildung 2.2: (a) Optisches Spektrum einer weißen High-Power LED auf Basis einer blauen LED mit Phosphor-Konverter. Zur Veranschaulichung des Farbspektrums ist der Graph farblich mit der Wellenlänge abgestimmt. Der erste Bereich bis ca. 500 nm beschreibt die blauen Anteile durch die LED. Der zweite Bereich ab ca. 500 nm beschreibt die gelben Anteile durch den Phosphor. (b) Temperaturabhängige Effizienz der LED bei ca. $P_{el.} = 3$ W.

Über $P_{opt.}$ kann sowohl $P_{th.}$ mit (2.3) als auch der Wirkungsgrad η bestimmt werden:

$$\eta = \frac{P_{opt.}}{P_{el.}} \quad (2.4)$$

$P_{el.}$, $P_{opt.}$ und $P_{th.}$ sind stark temperaturabhängig. Mit steigender Temperatur sinken alle, wobei $P_{opt.}$ stärker sinkt als $P_{el.}$. Darum sinkt mit steigender Temperatur auch η , zu sehen in Abbildung 2.2 (b).

Das Gehäuse (engl. Package) der LED ist für die Erfüllung thermischer, optischer und mechanischer Anforderungen verantwortlich. Das derzeit am weitesten verbreitete Package-Konzept für High-Power LEDs nutzt zur Steigerung der thermischen und mechanischen Zuverlässigkeit einen Keramik Träger (engl. Submount) unter dem LED-Die. Dieses Konzept wird genutzt, um den LED-Die aus Silizium mechanisch zu entlasten. In den meisten Anwendungen werden die gehäuseten High-Power LEDs auf Leiterplatten mit Aluminiumkern (siehe Kapitel 2.2) gelötet. Durch die stark unterschiedlichen thermischen Ausdehnungskoeffizienten (engl. CTE: Coefficient of Thermal Expansion) von Aluminium und Silizium würde bei einer direkten Montage ein hoher mechanischer Stress in den LED-Die induziert werden, was wiederum zu frühen Ausfällen führen würde. Die CTEs von Keramik und Silizium sind hingegen sehr ähnlich. Der Keramik-Submount dient so als Puffer, der den mechanischen Stress aufnimmt und den LED-Die entlastet [42, 43].

Eine LED mit Keramik-Submount inklusive eines schematischen Querschnitts ist in Abbildung 2.3 (a) und (b) zu sehen. Der LED-Die mit der licht-emittierenden Junction ist elektrisch und thermisch mit der oberen Metallisierung des Keramik-Submount über den Die-Attach verbunden. Verschiedene Technologien stehen hierfür zu Verfügung. Je nach interner LED-Die Struktur und Geometrie der Anschlüsse für Anode und Kathode kann z.B. ein vollflächiger Lötkontakt an der Unterseite plus ein Drahtbond (wie in Abbildung 2.3 (b)), zwei flächige Lötkontakte an der Unterseite oder Gold-Bumps an der Unterseite genutzt werden [33]. Oberhalb des LED-Dies ist der Phosphor aufgebracht. Sowohl LED-Die als auch Phosphor sind seitlich mit einer weißen Vergussmasse eingebettet. Dieses sogenannte Side-Coating verhindert die seitliche Abstrahlung von Licht aus der LED. Durch die untere Metallisierung des Keramik-Submounts werden die Löt pads für die spätere Montage auf der Leiterplatte realisiert. Obere und untere Metallisierung sind durch Durchkontaktierung miteinander verbunden.

Neben den LEDs mit Package werden in dieser Arbeit auch nackte LED-Dies (engl. Bare Die) untersucht. Eine Bare Die LED ist in Abbildung 2.3 (c) zu sehen. Bare Die LEDs sind identisch zu den LED-Dies der LEDs mit Package, nur ohne Keramik-Submount, Phosphor und Side-Coating.

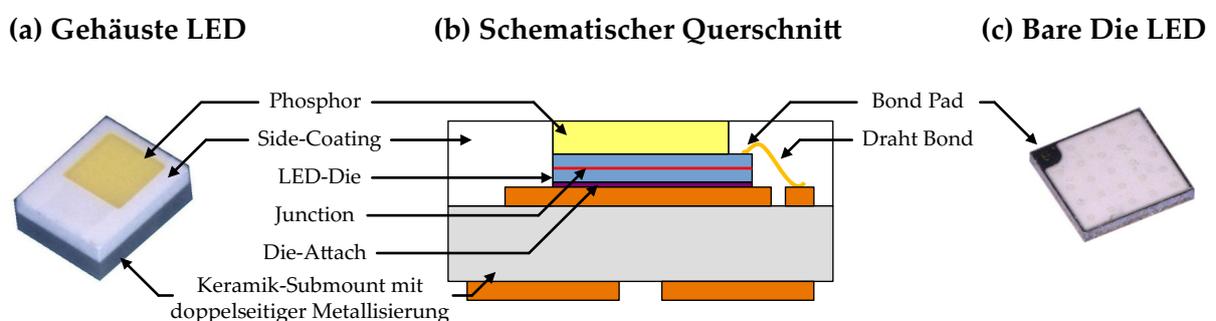


Abbildung 2.3: (a) Bild einer High-Power LED und (b) schematische Querschnitt dieser LED. (c) Bare Die LED identisch zum verwendeten LED-Die in (b).

2.1.3 MOSFETs

MOSFETs werden in verschiedenen elektrischen Applikationen zum Schalten elektrischer Ströme eingesetzt. Je nach Anwendung muss der MOSFET dabei unterschiedlichste Anforderungen erfüllen, die von einfacher Signalübertragung in Digital- und Analog-Schaltungen bis hin zur Übertragung hoher Ströme in Schaltwandlern reichen. Grundsätzlich können MOSFETs in die Kategorien selbstleitend und selbstsperrend, sowie positive oder negative Kanaldotierung eingeteilt werden. In der Leistungselektronik werden bevorzugt selbstsperrende n-Kanal MOSFETs verwendet. Diese besitzen eine höhere Stromtragfähigkeit pro Fläche und sind deshalb kostengünstiger [44]. Diese Arbeit beschränkt sich deshalb auf diesen Typ.

Das elektrische Schaltzeichen des n-Kanal MOSFETs ist in Abbildung 2.4 (a) zu sehen. Der MOSFET besitzt mit Gate, Drain und Source drei Anschlüsse. Die Spannung zwischen Gate und Source U_{GS} dient dabei als Steuerspannung, mit der die Anzahl der freien Ladungsträger im Kanal zwischen Drain und Source, und somit die Leitfähigkeit der MOSFETs eingestellt werden kann. Dadurch lässt sich der Spannungsabfall über dem Kanal U_{DS} und der Kanalstrom I_D über U_{GS} steuern. Parallel zum Kanal besitzt der MOSFET eine parasitäre Body-Diode, die durch die interne Halbleiter-Struktur entsteht. Die Body-Diode ist in Flussrichtung, wenn die Source positiv gegenüber Drain gepolt ist [45].

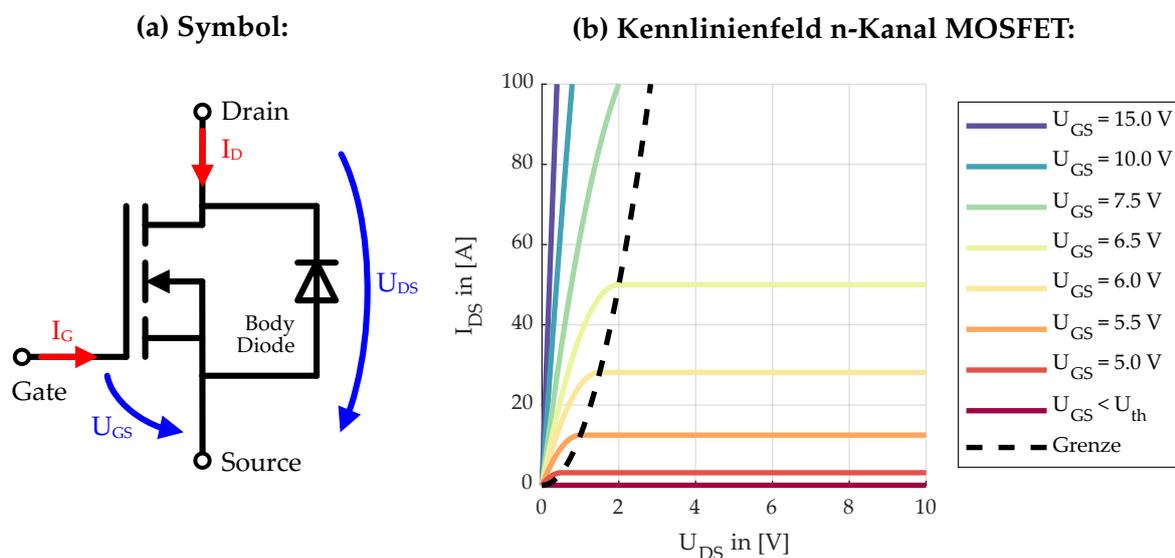


Abbildung 2.4: (a) Schaltzeichen des MOSFETs mit eingezeichneten Spannungen und Strömen. (b) Kennlinienfeld eines exemplarischen selbstsperrender n-Kanal MOSFETs mit $U_{th} = 4,5$ V und Konstanten für den Kanal $K = 24$ V/A² bei verschiedenen U_{GS} .

Für $U_{DS} > 0$ V kann das elektrische Verhalten des MOSFETs in drei Bereiche unterteilt werden. Das Kennlinienfeld dient zur Visualisierung dieser Bereiche. Abhängig von U_{GS} , U_{DS} und Schwellspannung U_{th} (engl. threshold), kann so für jeden Bereich I_D durch den Kanal berechnet werden. U_{th} definiert dabei die Schwelle für U_{GS} , bei der der MOSFET anfängt zu

leiten. Ein exemplarisches Kennlinienfeld ist in Abbildung 2.4 (b) dargestellt. Die drei Bereiche werden im folgenden beschrieben:

- **Sperr-Bereich** ($U_{GS} < U_{th}$): Aufgrund der nicht erreichten Schwellspannung befinden sich nicht genügend Ladungsträger im Kanal und dieser leitet keinen Strom. Der Sperrbereich befindet sich in Abbildung 2.4 (b) auf der x-Achse.

$$I_D = 0 \text{ A} \quad (2.5)$$

- **Sättigungs-Bereich** ($U_{GS} > U_{th}$ und $U_{DS} > U_{GS} - U_{th}$): Durch das Überschreiten der Schwellspannung ist der Kanal leitend. Durch das Verhältnis von U_{DS} zu $U_{GS} - U_{th}$ kommt es aber zu einer Abschnürung der Ladungsträger im Kanal an der Drain Seite. Dieses Abschnüren limitiert den Stromfluss. Unabhängig von U_{DS} erlaubt der Kanal so nur einen bestimmten I_D :

$$I_D = \frac{K}{2} \cdot (U_{GS} - U_{th})^2 \quad (2.6)$$

mit der Konstanten K , die von der Weite W und der Länge L des Kanals, der Kapazität der Gate-Oxidschicht C_{ox} und der Ladungsträger-Mobilität in n-dotiertem Silizium μ_n abhängig ist:

$$K = \frac{W \cdot \mu_n \cdot C_{ox}}{L} \quad (2.7)$$

Der Sättigungsbereich befindet sich in Abbildung 2.4 (b) auf der rechten Seite der schwarz gestrichelten Grenze zwischen Sättigungs- und Ohmschen-Bereich. Die Kennlinien verlaufen in diesem Bereich parallel zur x-Achse. Im Sättigungs-Bereich kann der MOSFET als einstellbarer Widerstand genutzt werden [46].

- **Ohmscher Bereich** ($U_{GS} > U_{th}$ und $U_{DS} < U_{GS} - U_{th}$): Der Kanal ist leitend und nicht abgeschnürt. Es gilt:

$$I_D = K \cdot ((U_{GS} - U_{th}) \cdot U_{DS} - 0,5 \cdot U_{DS}^2) \quad (2.8)$$

Der Ohmsche Bereich ist in Abbildung 2.4 (b) links der schwarz gestrichelten Grenze zu finden. Für $U_{GS} \gg U_{th}$ ergibt sich ein linearer Anstieg der Kennlinien, der den elektrischen Widerstand des MOSFETs beschreibt. Je höher U_{GS} , desto steiler der Anstieg und somit geringer der Widerstand. In der Praxis werden Leistungs-MOSFETs deshalb mit möglichst hohen U_{GS} angesteuert, um die Verluste zu minimieren. Der gesamte elektrische Widerstand des MOSFETs im angeschalteten Zustand $R_{DS(on)}$ wird dabei nicht nur durch den Kanal bestimmt. Zusätzlich müssen die elektrischen Widerstände von Halbleitermaterial, Package, usw. berücksichtigt werden [45].

Die Body-Diode parallel zu Kanal befindet sich für $U_{DS} < 0 \text{ V}$ in Flussrichtung und definiert einen vierten Bereich:

- **Body-Diode** ($U_{DS} < 0V$): Unabhängig von U_{GS} ist die Body-Diode in diesem Bereich immer leitend:

$$I_{F-Body} = I_S \cdot (e^{U_{SD}/U_T} - 1) \quad (2.9)$$

Abgesehen vom Idealitätsfaktor n ist die Formel identisch zum Zusammenhang für die LED in (2.1). Typischerweise ist die Flussspannung der Body-Diode mit ca. 0,7 V deutlich geringer als bei der weißen bzw. blauen LED. Durch die Parallelschaltung von Kanal und Body-Diode teilt sich der Strom abhängig von U_{GS} zwischen beiden auf. Für $U_{GS} < U_{th}$ fließt der gesamte Strom über die Body-Diode, da der Kanal sperrt. Für $U_{GS} > U_{th}$ fließt, aufgrund des niedrigeren Spannungsabfalls über dem Kanal, der Großteil des Stroms über den Kanal.

Während des Betriebs entstehen zwei verschiedene Arten von Verlusten in MOSFETs. Zum einen entstehen Leitungsverluste im eingeschalteten Zustand. Unabhängig vom Bereich, in dem der MOSFET betrieben wird, berechnen sich dieser aus U_{DS} und I_D . Zum anderen entstehen Schaltverluste beim Ein- und Ausschalten. Diese können aus Schaltgeschwindigkeit, U_{DS} im ausgeschalteten Zustand und I_D im eingeschalteten Zustand berechnet werden und treten bei Schaltwandlern periodisch auf [47]. Im Gegensatz zur LED muss bei MOSFETs die gesamte elektrische Leistung in Form von Wärme abgeführt werden.

Um hohe Ströme bei einer möglichst geringen Halbleiterfläche zu erreichen, werden für Leistungs-MOSFETs hauptsächlich MOSFET-Strukturen mit vertikalen Stromfluss verwendet. Dabei befinden sich die Anschlüsse für Gate und Source auf der Oberseite und der Drain Anschluss auf der Rückseite des MOSFET-Dies. Die elektrische Kontaktierung von Gate und Source wird über Draht-Bonds realisiert, die elektrische Kontaktierung des Drain über einen flächigen Die-Attach, der auch für die thermische Abführung der Verluste zuständig ist.

Bei Leistungs-MOSFETs wird zwischen zwei Verarbeitungsvarianten unterschieden. Bei gehäusten MOSFETs (engl. packaged) ist der MOSFET-Die per Die-Attach auf einem verzinnem Kupfer Leadframe aufgebracht. Die Drahtbonds für Drain und Source zu Lötpins sind bereits angebracht und alles ist in einem schwarzen Molding verkapselt. Ein Beispiel eines Packaged MOSFETs inklusive schematischen Querschnitts ist in Abbildung 2.5 (a) und (b) zu sehen. Diese Art von Bauteilen können sehr einfach, durch Lötten auf eine Leiterplatte bzw. der Montage auf einem Kühlkörper, verarbeitet werden. Für hochwertigere Leistungselektronik wird aus thermischen und mechanischen Gründen auf das Package verzichtet und der Bare Die MOSFET direkt per Die-Attach auf dem Substrat aufgebracht. Auf den Leadframe kann so verzichtet werden. Allerdings muss der Produzent so auch Die-Attach und Drahtbond realisieren, was eine deutlich komplexere Produktionslinie voraussetzt. Ein Beispiel für einen Bare Die MOSFET ist in 2.5 (c) zu sehen.

In aktueller Leistungselektronik werden hauptsächlich Silizium (Si) basierte Halbleiter eingesetzt. Aufgrund der überlegenen elektrischen und thermischen Eigenschaften der Wide-Bandgap Halbleitermaterialien Silizium-Carbid (SiC) und Gallium-Nitride (GaN) werden diese

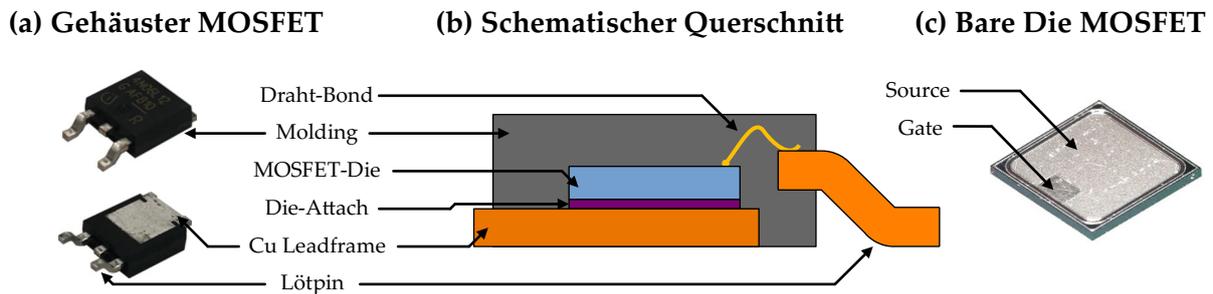


Abbildung 2.5: (a) High-Power MOSFETs in einem SMD Package und (b) schematische Querschnitt dieses MOSFETs. (c) Bare Die MOSFET ähnlich des verwendeten MOSFET-Dies in (b).

Si in Zukunft, zumindest bis zu einem gewissen Grad, ablösen. In einigen hochpreisigen Anwendung mit hohen Anforderungen, wie z.B. im Antrieb eines Elektroautos, ist das teilweise schon geschehen [48]. Durch die schnelleren Schaltgeschwindigkeiten können Bauraum und Kosten für Filterkomponenten reduziert werden. Durch die höhere Wärmeleitfähigkeit und die höhere erlaubte Arbeitstemperatur können Bauraum und Kosten für Halbleiter und Kühlkörper eingespart werden. Aktuell sind SiC und GaN aufgrund der höheren Bauteil-Kosten und höheren Kosten für die Aufbau- und Verbindungstechnik, um alle Vorteile nutzen zu können, noch nicht sinnvoll für Anwendungen im Niedrigpreissegment mit geringen Anforderungen [49]. Die Untersuchungen in dieser Arbeit wurden hauptsächlich an Si basierten MOSFETs durchgeführt. Wenn nicht explizit anders erwähnt, sind diese gemeint.

2.1.4 IGBTs

Neben MOSFETs werden in der Leistungselektronik auch IGBTs als Schalter verwendet. Die grundlegende Funktion ist identisch. Beide haben jeweils drei Anschlüsse und auch der IGBT besitzt eine Steuerspannung, die das Verhalten bestimmt. Allerdings unterscheiden sich die Bezeichnungen der Anschlüsse und der Arbeitsbereiche. Es gibt keine Body-Diode und der IGBT hat ein anderes, wenn auch sehr ähnliches Kennlinienfeld. Um die Arbeit verständlicher zu gestalten werden ausschließlich die Begrifflichkeiten des MOSFETs verwendet. Das Prinzip der neuen TTA Heiz/Mess-Quelle ist aber ebenso auf IGBTs anwendbar, was in Kapitel 5.3.2 auch gezeigt wird.

2.2 Thermisch relevante Substrate

FR4-Leiterplatten sind die am häufigsten eingesetzten Substrate in der Elektronikfertigung. Durch den mehrlagigen Aufbau können komplexe elektrische Schaltungen realisiert werden. Für Anwendungen in der Leistungs- und Optoelektronik stehen aber die thermischen Eigenschaften im Vordergrund. Anstatt der thermisch schlechten FR4-Leiterplatte werden stattdes-

sen bevorzugt Leiterplatten mit Metallkern (engl. IMS-PCB: Insulated Metal Substrate Printed Circuit Board) oder Keramik-Substrate (engl. DBC: Direct Bonded Copper) verwendet.

2.2.1 Metallkern-Leiterplatte

IMS-PCBs sind deutlich günstiger als DBCs und werden vor allem in der Optoelektronik eingesetzt. Als Basis dient eine Metallplatte aus Aluminium oder Kupfer zwischen 0,5 mm und 3,0 mm Dicke. Auf der Metallplatte ist ein dünnes Dielektrikum als Isolationsschicht zur Leiterbahnebene aufgebracht. Je nach Anforderung und Preisklasse können Dicke und Wärmeleitfähigkeit des Dielektrikums variieren. Auf dem Dielektrikum befindet sich die Leiterbahnebene aus strukturiertem Kupfer, die die elektrischen Verbindungen realisiert und mit einem Lötstopplack bedeckt ist. An den Positionen der Löt pads ist der Lötstopplack geöffnet/entfernt und das Kupfer durch ein Oberflächenfinish geschützt [50]. Ein Bild einer IMS-PCB inklusive schematischen Querschnitt ist in Abbildung 2.6 (a) zu sehen.

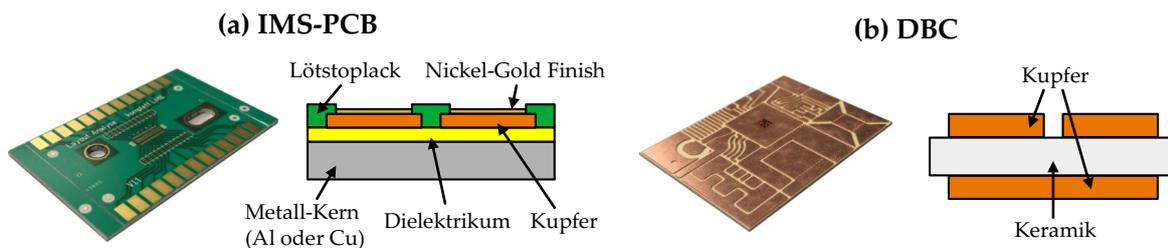


Abbildung 2.6: Beispiel und schematischer Querschnitt einer (a) IMS-PCB (Insulated Metal Substrate Printed Circuit Board) mit Aluminiumkern, grünem Lötstopplack und Nickel-Gold Finish und (b) einer DBC (Direct Bonded Copper) Keramik Substrate ohne Oberflächenfinish

2.2.2 Keramik-Leiterplatte

Die Nachteile von IMS-PCBs sind die relativ geringe Wärmeleitfähigkeit des Dielektrikums und der große Unterschied des CTE von Aluminium zu Silizium. Für Bare Die Halbleitern sind IMS-PCBs deshalb nicht geeignet. Darum werden für Anwendungen in der Leistungselektronik bevorzugt DBCs verwendet. Zwischen zwei strukturierten Kupferschichten mit 0,1 mm bis zu 0,5 mm Höhe befindet sich eine Keramik-Kachel aus Aluminiumoxid bzw. Aluminiumnitrid mit 0,25 mm bis zu 1,0 mm Dicke. Die Wärmeleitfähigkeit der Keramik ist deutlich höher als die des IMS-PCB Dielektrikums. Der CTE ist ähnlich zu Silizium, was die Anwendung für Bare Die Halbleitern erlaubt. Auf einen Lötstopplack wird im Normalfall verzichtet. Das Kupfer kann optional durch ein Oberflächenfinish geschützt werden [51]. Ein Bild einer DBC inklusive eines schematischen Querschnitts ist in Abbildung 2.6 (b) zu sehen.

2.3 Verbindungstechnologien in der Elektronik

Mehrere Verbindungstechnologien werden in der Elektronikfertigung verwendet, um Bauteile elektrisch und thermisch mit dem Substrat zu verbinden. Besonders relevant für die Abführung von Wärme, und damit für diese Arbeit, sind Löten, Sintern, Kleben und TIMs. Im Folgenden wird auf Eigenschaften, Prozesse und typische Fehlermoden dieser Verbindungstechnologien eingegangen.

2.3.1 Löten

SMD-Löten (engl. Surface Mounted Device) ist aufgrund des einfachen Prozesses die dominierende Verbindungstechnologie in der Elektronik-Massenfertigung. Der zugehörige Produktionsprozess ist in Abbildung 2.7 beschrieben. Die viskose Lötpaste, bestehend aus kleinen Metallkügelchen und einem Binder inklusive Flussmittel, wird über eine dünne Metall-Schablone mit Öffnungen auf das Substrat gedruckt. Nach dem Drucken werden die Bauteile mithilfe eines Bestückers in die gedruckten Lötpastenreservoirs gedrückt. Anschließend fahren die Substrate mit den Bauteilen durch einen Reflow-Ofen mit mehreren Temperaturzonen. Das Lötprofil kann dabei in drei Phasen unterteilt werden: Vorheizen (Ausgasen des Binders und Entfernen der Oxidschicht auf den Metallkügelchen durch das Flussmittel), Reflow (Lot ist aufgeschmolzen/flüssig) und Abkühlen (Lot erstarrt). Temperaturen und Zeiten der jeweiligen Phasen sind durch die verwendete Lötpaste vorgegeben. Um die Qualität der Lötstelle zu erhöhen, kann das Lötprofil zusätzlich unter Schutzatmosphäre (z.B. Stickstoff) oder Vakuum durchgeführt werden [52,53].

Ein häufiges Problem beim SMD-Löten sind Gaseinschlüsse in den Lötstellen. Diese werden als Voids oder Lunker bezeichnet. Voids reduzieren die Fläche für den Wärmetransport von Bauteil zu Substrat und müssen deshalb begrenzt werden [54]. Um die Void Anzahl zu reduzieren kann u.a. das Lötprofil optimiert, eine andere Lötpaste verwendet oder der Lötprozess unter Vakuum durchgeführt werden.

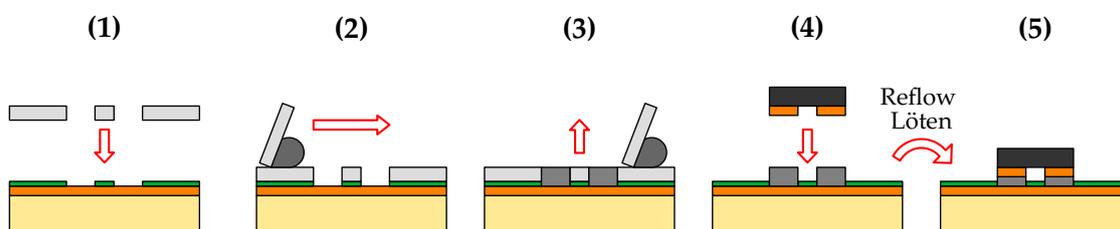


Abbildung 2.7: (1) Die SMD-Schablone (Hellgrau) mit Öffnungen wird auf der Leiterplatte (Basis-Material: Gelb, Kupfer: Orange, Lötstopplack: Grün) platziert und ausgerichtet. (2) Die viskose Lötpaste (Dunkelgrau) wird mit einem Rakel über die Schablone gezogen und dabei in die Öffnungen gedrückt. (3) Die Schablone wird angehoben, die gedruckte Lötpaste bleibt auf der Leiterplatte. (4) Ein Bauteil (Löt pads: Orange, Gehäuse: Schwarz) wird in die gedruckte Paste gesetzt und (5) durch einen Reflow Prozess gelötet. Dabei reduziert sich das Lot-Volumen.

Deutlich kritischer als Voids sind nicht-benetzte Löt pads auf dem Substrat oder dem Bauteil. Diese reduzieren die Fläche für den Wärmetransport deutlich stärker. Gründe für nicht-benetzte Stellen sind Verunreinigungen wie z.B. Fett auf Substrat oder Bauteil sowie nicht geeignete Prozessparameter [55].

Ein dritte Ursache für schlechtere thermische Eigenschaften von Lötstellen sind alterungsbedingte Risse. Der CTE-Unterschied zwischen Bauteil und Substrat, gepaart mit Temperaturwechseln von kalt zu warm und umgekehrt während des Lebenszyklus, führen nach und nach zu Rissbildung in der Lötstelle. Die wachsenden Risse reduzieren die Fläche für den Wärmetransport und können sich soweit ausbreiten, bis selbst der elektrische Kontakt ausfällt [56].

Um Voids und nicht-benetzte Pads zu vermeiden und eine Rissbildung hinauszuzögern, werden Löt pasten ständig weiterentwickelt. Typischerweise werden in der Elektronikfertigung sogenannte SAC-Pasten aus Zinn (Sn), Silber (Ag) und Kupfer (Cu), die in verschiedenen Mischverhältnissen verfügbar sind, verwendet. Durch Beimischung von weiteren Metallen wie z.B. Antimon (Sb, Mischkristallhärtung, erhöht Schmelztemperatur), Bismut (Bi, Mischkristallhärtung, reduziert Schmelztemperatur) oder Nickel (Ni, Ausscheidungshärtung) können zuverlässigere Pasten hergestellt werden [57–59]. Sind noch zuverlässigere Lötstellen nötig, wie z.B. für den Die-Attach, können Gold-Zinn (Ag-Sn) oder Indium (In) basierte Lote eingesetzt werden. Trotz der besseren thermischen und mechanischen Eigenschaften sind diese zu teuer für das Bedrucken ganzer Leiterplatten.

2.3.2 Sintern

Sintern hat sich in den letzten Jahren zu einer zuverlässigen Alternative zum Löten entwickelt. Silbersintern wird bereits industriell für einige Anwendungen in der Leistungselektronik eingesetzt [60]. Kupfersintern als günstigere Alternative befindet sich derzeit noch im Entwicklungsstadium [61].

Im Gegensatz zum Löten schmilzt beim Sintern nicht das gesamte Reservoir auf, sondern die Metallpartikel im Reservoir verbinden sich. Es handelt sich dabei um ein Massentransfer Phänomen, bei dem sich durch Oberflächendiffusion die Oberflächenenergie reduziert [62]. Bei relativ niedrigen Temperaturen weit unter dem Schmelzpunkt ($<300^\circ\text{C}$) entstehen so beim Silber- und Kupfersintern Strukturen mit feinen Poren im Micro- und Nanometerbereich. Diese feinporigen Strukturen erreichen thermische, elektrische und mechanische Eigenschaften nahe den Bulk Eigenschaften von Silber bzw. Kupfer und sind damit Lötstellen weit überlegen. Sintern ist vor allem für Anwendungen mit Wide Bandgap Halbleitern relevant, da die möglichen Arbeitstemperaturen $>200^\circ\text{C}$ durch Standard SAC-Lote nicht realisierbar sind.

Zur Herstellung von gesinterter Verbindungen werden viskose Sinterpasten aus Metallpartikeln und einem Binder über Schablonendruck oder Dispensen auf das Substrat aufgetragen. Anschließend wird in einer Vortrockenphase bei mittlerer Temperatur um 120°C der Binder abgedampft und das Bauteil auf dem Reservoir platziert. Das eigentliche Sintern wird typi-

scherweise unter Druck und konstanter Temperatur für mehrere Minuten vollzogen [63]. Der häufigste Fehler beim Sintern sind Delaminationen zwischen Substrate bzw. Bauteil und dem Sintermaterial. Diese können durch Verunreinigungen oder Rückstände auf Substraten und Bauteilen oder durch ungeeignete Prozessparameter während des Trocknens und Sinterns (Temperatur, Zeit, Kraft, Atmosphäre) auftreten. Durch Delaminationen wird die Fläche für den Wärmetransport reduziert. Des Weiteren ist der Wärmetransport stark von der Porosität der Sinterstelle abhängig. Weniger poröse Strukturen sind besser für den Wärmetransport geeignet als porösere. Die Porosität der Sinterstelle ist dabei abhängig von den gewählten Prozessparametern und der Paste selbst.

2.3.3 Kleben

Verschiedene Klebstoffen werden in der Elektronikfertigung verwendet, um mechanische, elektrische und thermische Aufgaben zu erfüllen. Die Klebstoffe basieren auf organischen Materialien mit kleinen Mengen metallischer/keramischer Füllstoffe und können in zwei Klassen unterteilt werden: elektrisch leitend und nichtleitend. Thermisch relevant sind Klebstoffe für großflächige Verbindungen mit mehreren cm^2 , wie z.B. beim Aufbringen von DBCs in der Leistungselektronik bzw. ganzer optischer Module auf Kühlkörper. Klebeverbindungen dienen hier als Alternative zur Lötverbindung, wenn Oberflächen nicht lötbar sind oder eine hohe Rauigkeit/Unebenheit der Oberflächen ausgeglichen werden muss [64, 65].

In der Fertigung wird der nicht ausgehärtete Klebstoff im flüssigen Zustand durch einen Dispenser auf dem Substrat bzw. dem Kühlkörper aufgebracht. Das Substrat bzw. das Bauteil wird anschließend in den flüssigen Klebstoff gedrückt, um diesen gleichmäßig zu verteilen. Unter Temperatur wird der Kleber danach ausgehärtet. Der Aushärte-Prozess ist ähnlich dem Reflow-Prozess beim Löten, nur bei deutlich niedrigeren Temperaturen ($<200\text{ }^\circ\text{C}$).

Eine verminderte Qualität der Klebstoffverbindung kann durch falsches Handling (teilweises Aushärten während Lagerung, Oxidation der Füllstoffe), falsche Aushärteparameter (verminderte Verdichtung der Füllstoffe, übermäßige oder zu geringe Aushärtung), Verkippung des Bauteils/Substrats oder fehlerhaftes Drucken/Dispensen des Klebstoff verursacht werden. Alle führen zu einer thermischen Verschlechterung [66].

2.3.4 Thermal Interface Material

Thermische Interface Materialien (TIM) basieren wie Klebstoffe auf organischen Materialien mit kleinen Mengen metallischer/keramischer Füllstoffe [67]. Im Gegensatz zu Klebstoffen werden TIMs aber nicht ausgehärtet, sondern sind wieder lösbar und müssen durch eine externe Kraft, z.B. durch Schrauben, angedrückt werden [68]. TIMs werden eingesetzt, um die Oberflächenrauigkeit der Materialien auszugleichen, die sonst zu einem hohen thermischen Übergangswiderstand führen würden. In viskoser Form können TIMs wie Klebstoffe per Dispenser verarbeitet werden. Alternativ stehen TIMs auch in Folienform zu Verfügung. Mögliche

Fehlerbilder bei TIMs sind Verkippen des Substrats, inhomogene Verteilung und das seitliche herausdrücken (Pump Out) durch zu hohe Andruckkraft oder Temperaturwechselbelastung. Aufgrund des einfachen LöSENS der Verbindung werden TIMs bei TTA-Messungen verwendet, um das Messobjekt mit dem Kühlkörper zu verbinden.

2.4 Aufbaukonzepte zur Wärmeabführung

Nachdem die relevanten thermischen, elektrischen und mechanischen Eigenschaften der Halbleiter, Substrate und Verbindungstechnologien beschrieben wurden, wird im Folgenden auf deren Kombination in typischen Aufbaukonzepten eingegangen. Neben elektrischen, mechanischen und räumlichen Anforderungen muss der Aufbau die Verluste in den Halbleitern möglichst effizient zum Kühlkörper abführen, um die Temperatur der Halbleiter gering zu halten. Die Temperatur der Junction des Halbleiters T_J kann in Abhängigkeit der Temperatur des Kühlkörpers $T_{Kühlk.}$, den Verlusten im Halbleiter P und dem thermischen Widerstand des gesamten thermischen Pfads $R_{th,ges.}$ von Junction bis Kühlkörper berechnet werden:

$$T_J = R_{th,ges.} \cdot P + T_{Kühlk.} \quad (2.10)$$

Der $R_{th,ges.}$ setzt sich dabei aus den einzelnen thermischen Widerständen aller Materialien im thermischen Pfad zusammen. Jeder einzelne thermische Widerstand ist sowohl von der Wärmeleitfähigkeit λ des Materials, als auch von der Fläche A und der Dicke l des Materials, durch das Wärme fließt, abhängig:

$$R_{th} = \frac{l}{\lambda \cdot A} \quad (2.11)$$

Um den $R_{th,ges.}$ bei der Auslegung des Aufbaus möglichst gering zu halten, sollten folgende Punkte beachtet werden:

- Verwenden von Materialien mit hoher Wärmeleitfähigkeit λ
- Einsatz dünner Schichten, speziell bei Materialien mit geringem λ
- Vermeidung unnötiger Schichten
- Spreizung des Wärmeflusses, um die Fläche zu vergrößern

Zusätzlich sollte bei der Auslegung darauf geachtet werden, die Unterschiede im CTE zwischen benachbarten Schichten möglichst gering zu halten. Hohe CTE-Unterschiede erhöhen bei Temperaturänderungen den mechanischen Stress auf die Materialien und können Risse und Delaminationen hervorrufen. Dadurch verringert sich die Fläche für den Wärmefluss und $R_{th,ges.}$ steigt an. Auf Basis dieser Ansätze haben sich typische Aufbaukonzepte durchgesetzt, von denen nun zwei detaillierter beschrieben werden.

In der Leistungselektronik mit sehr hohen Strömen werden bevorzugt gelötete oder gesinterte Bare Die MOSFETs auf einer DBC verwendet. Dadurch entfällt das Package als zusätzlicher

thermischer Widerstand. Aufgrund der ähnlichen CTEs von Silizium und Keramik ist der mechanische Stress gering. Die DBC realisiert über Leiterbahnen auf der Oberseite die elektrische Schaltung und wird über eine Klebeverbindung direkt auf den Kühlkörper aufgebracht. In Abbildung 2.8 (a) ist der schematische Querschnitt und in (b) ein kommerzielles Frequenzumrichter aus dem Automobilbereich für dieses Konzept zu sehen. Der $R_{th,ges.}$ setzt sich in diesem Fall aus $R_{th,Die}$, $R_{th,Die-Attach}$, $R_{th,DBC}$, $R_{th,Kleber}$ und $R_{th,Kühlk.}$ zusammen. In machen Anwendungen befindet sich zwischen DBC und Kühlkörper eine Base Plate aus Metall. Alternative zur Klebeverbindung können auch TIMs oder Lötverbindungen eingesetzt werden.

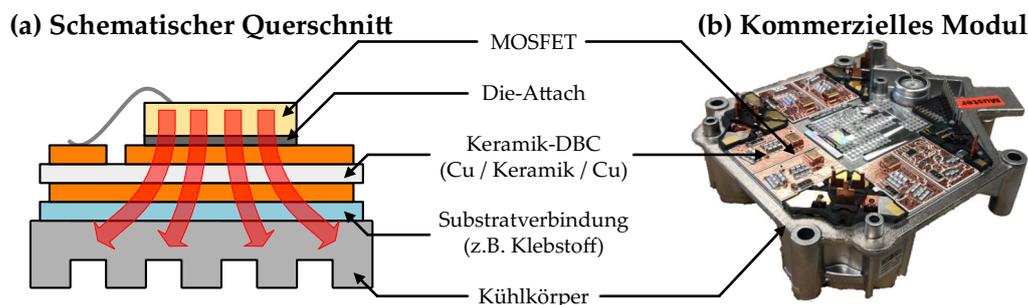


Abbildung 2.8: Typisches Aufbaukonzept für eine Baugruppe aus der Leistungselektronik als schematischer Querschnitt in (a) und reales Modul in (b). Der Wärmefluss inklusive Wärmespreizung von Junction bis Kühlkörper ist in Form der roten Pfeile angedeutet.

Die gelötete LED auf Aluminium IMS-PCBs ist das verbreitetste Konzept in der Optoelektronik. Durch das Package ist auch hier der LED Die auf einem Keramik Substrat (dem Submount) aufgebracht, um den mechanischen Stress zu reduzieren. Zur Realisierung der elektrischen Schaltung wird hier allerdings ein weiteres Substrat benötigt. Deshalb wird das LED Package auf eine IMS-PCB gelötet und diese wiederum auf den Kühlkörper geklebt. In Abbildung 2.9 (a) ist der schematische Querschnitt und in (b) ein Prototyp eines LED Scheinwerfer aus dem Automobilbereich für dieses Konzept zu sehen. Der $R_{th,ges.}$ setzt sich in diesem Fall aus $R_{th,Package}$, $R_{th,Lot}$, $R_{th,IMS}$, $R_{th,Kleber}$ und $R_{th,Kühlk.}$ zusammen.

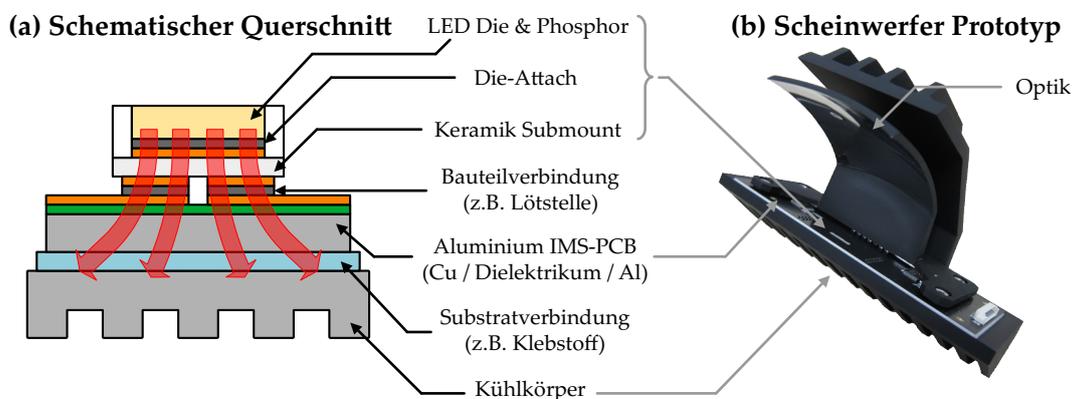


Abbildung 2.9: Typisches Aufbaukonzept für eine Baugruppe aus der Optoelektronik als schematischer Querschnitt in (a) und reales Modul in (b). Der Wärmefluss inklusive Wärmespreizung von Junction bis Kühlkörper ist in Form der roten Pfeile angedeutet.

3 Stand der Technik: Nicht-zerstörende Testmethoden

Nicht-zerstörende Testmethoden sind für eine thermische Qualifizierung von Materialien und Aufbaukonzepten beliebt. Da das Bauteil bei der Prüfung nicht zerstört wird, kann das Fortschreiten der altersbedingten thermischen Degradation evaluiert werden. Besonders verbreitet in Wissenschaft und Industrie sind TTA, X-Ray und SAM. X-Ray wird u.a. für die Detektion von Voids in Lötstellen eingesetzt [54,69,70], SAM für die Rissprüfung [71,72] und die TTA zur Qualifikation von Löt- und Sinterverbindungen [73–75]. Dieses Kapitel beschreibt das Funktionsprinzip und die Auswertung der Messdaten für die drei nicht-zerstörenden Testmethoden, mit Fokus auf der TTA. Die Vor- und Nachteile der Verfahren werden anhand eines Vergleichs an typischen Fehlerbildern in der Leistungs- und Optoelektronik, sowie dem nötigen Messaufwand aufgezeigt. Vergleiche zwischen X-Ray und TTA [76,77], zwischen SAM und TTA [78] und zwischen X-Ray, SAM und TTA [21] wurden bereits mehrfach veröffentlicht. Für eine bessere Vergleichbarkeit werden in dieser Arbeit eigene Datensätze verwendet. Der Vergleich baut auf [32] auf und wurde um zusätzliche Fehlerbilder erweitert.

3.1 Transiente thermische Analyse

Die Untersuchung und Qualifizierung des thermischen Pfads mittels TTA steht im Fokus dieser Arbeit. Im folgenden wird das standardisierte Messprinzip beschrieben und auf die verschiedenen Varianten zur Bewertung der Messdaten eingegangen. Beides erfolgt allgemein und ist für verschiedene Halbleitertypen gültig. Für ein besseres Verständnis wird der TTA-Prozess und Auswertung zusätzlich am Beispiel einer High-Power LED durchgeführt. Die detaillierte Beschreibung für die Anwendung der TTA auf MOSFETs folgt in Kapitel 5.

3.1.1 Die thermische Impedanz

Die Kerngröße der TTA ist die thermische Impedanz $Z_{th}(t)$. Sie beschreibt den zeitlichen Verlauf der Temperaturänderung $\Delta T(t)$ gegenüber der Starttemperatur T_0 aufgrund einer Sprungänderung der Wärmeleistung ΔP zum Zeitpunkt $t = 0$:

$$Z_{th}(t) = \frac{\Delta T(t)}{\Delta P} = \frac{T(t) - T_0}{\Delta P} \quad (3.1)$$

Aus systemtheoretischer Sicht entspricht $Z_{th}(t)$ der Übergangsfunktion eines linearen, zeitinvarianten Systems (LZI-System). Beim Anlegen einer Sprungfunktion $\Delta P \cdot \sigma(t)$ am Eingang

verhält sich der Ausgang wie in (3.1) beschrieben¹.

Durch die zeitaufgelöste Betrachtung enthält $Z_{th}(t)$ deutlich mehr Informationen als nur den thermischen Widerstand R_{th} des thermischen Pfads. Zum einen ermöglicht $Z_{th}(t)$ die Qualifizierung und Bewertung einzelner Schichten und Materialien im thermischen Pfad. R_{th} erlaubt nur die Bewertung des Gesamtsystems. Zum anderen kann über $Z_{th}(t)$ der exakte Temperaturverlauf aufgrund eines gegebenen Leistungsprofils berechnet werden.

3.1.2 Vermessung der thermischen Impedanz von Halbleitern

Das Prinzip und der Ablauf der TTA zur Messung von $Z_{th}(t)$ ist für alle grundlegenden Halbleitertypen durch die *JEDEC Solid State Technology Association* standardisiert: für LEDs [79], MOSFETs [80], Bipolar Transistoren [81], IGBTs [82, 83] und Integrated Circuits (ICs) [84].

Das Messprinzip ist für alle Halbleitertypen identisch. Vor dem Start der Messung wird der Halbleiter auf einer temperaturstabilen Platte montiert. Je nach mechanischem Aufbau des Messobjekt wird entweder der Halbleiter oder das Substrat, auf dem sich der Halbleiter befindet, montiert. Um eine schlechte thermische Verbindung durch Oberflächenrauigkeit zu verhindern, wird zwischen Halbleiter/Substrat und temperaturstabiler Platte ein TIM verwendet. Über eine Wasserkühlung oder Peltier-Elemente wird die Platte auf eine feste Referenztemperatur T_{Ref} geregelt. Falls das Messobjekt bereits fest auf einem Kühlkörper montiert ist, kann auf diesen Schritt verzichtet werden.

Der eigentliche Messablauf kann in zwei einzelne Phasen unterteilt werden, die Heiz-Phase und die Mess-Phase. Ein Diagramm des Ablaufs ist in Abbildung 3.1 (a) zu sehen.

Heiz-Phase: Zu Beginn wird der Halbleiter mit einer konstanten Heizleistung P_{Heiz} für die Zeit t_{Heiz} aufgeheizt. Die Länge von t_{Heiz} muss dabei so lang gewählt werden, dass das thermische Gleichgewicht innerhalb der Heiz-Phase erreicht wird. Wie P_{Heiz} eingebracht wird, hängt vom Halbleitertyp ab. Bei LEDs wird ein konstanter Heizstrom in Flussrichtung eingepreßt. Dadurch stellt sich die Verlustleistung $P_{Heiz} = I_{Heiz} \cdot U_F$ ein.

Mess-Phase: Nach der Heiz-Phase wird P_{Heiz} möglichst schnell abgeschaltet und eine deutlich kleinere konstante Messleistung P_{Mess} eingebracht. Dadurch beginnt der Halbleiter sich wieder abzukühlen. Während der gesamten Mess-Phase wird die Temperatur des Halbleiters indirekt über einen Temperatur Sensitiven Parameter (TSP) zeitaufgelöst gemessen. Die Messung über einen TSP bietet den Vorteil, dass die Temperatur direkt im Halbleiter an der Junction gemessen wird und nicht über einen externen Temperaturfühler an der Oberfläche. Je nach Halbleitertyp stehen hier eine oder mehrere Parameter zur Verfügung. Für LEDs wird die temperaturabhängige Vorwärtsspannung U_F verwendet. Ohne den Betrieb des Halbleiters mit P_{Mess} wäre der TSP nicht präsent.

¹Herleitung: Faltung der Sprungfunktion mit der Impulsantwort des LZI-Systems. Die Impulsantwort entspricht der Ableitung der Übergangsfunktion.

Auswertung: Abschließend kann $Z_{th}(t)$ mit (3.1) berechnet werden. Die Änderung der Leistung ΔP ist dabei die Differenz zwischen P_{Heiz} und P_{Mess} .

Wie bereits erwähnt sind die Schaltungen zum Einbringen von P_{Heiz} und P_{Mess} , sowie der geeignete TSP zur Temperaturmessung, abhängig vom Halbleitertyp. Der vereinfachte elektrische Schaltplan für die TTA an LEDs ist in Abbildung 3.1 (b) zu sehen. Je nach Phase wird die LED mit einer der beiden Konstantstromquellen getrieben und T_J aus U_F berechnet. Auf eine umfangreiche Beschreibung der Schaltungen und TSP für weitere Halbleitertypen wird in dieser Arbeit verzichtet. Diese können den vorher erwähnten Standards entnommen werden.

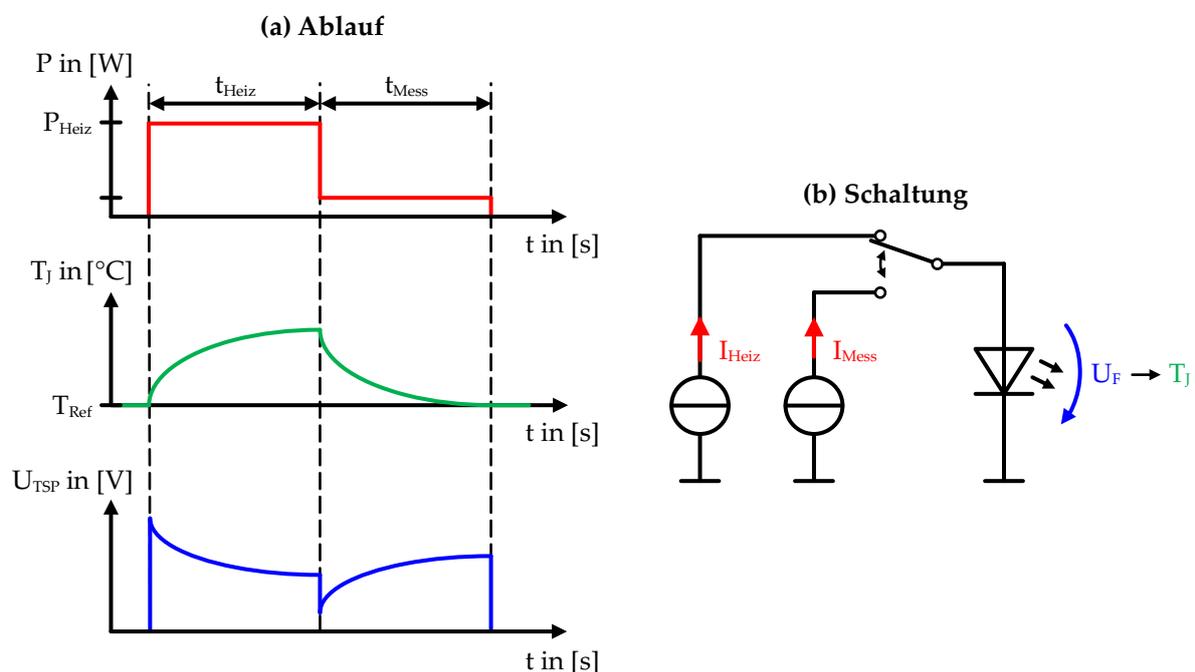
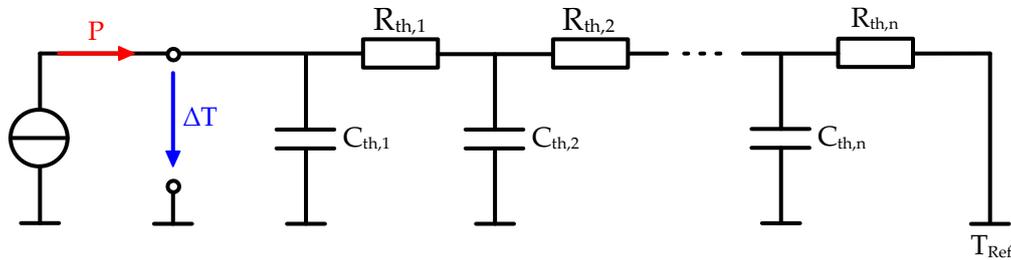


Abbildung 3.1: (a) Prinzipieller Ablauf der TTA aus Heiz- und Mess-Phase und (b) vereinfachter elektrischer Schaltplan für die TTA an LEDs.

3.1.3 Physikalische Bedeutung der thermischen Impedanz

Physikalisch beschreibt $Z_{th}(t)$ den thermischen Pfad von der Junction des Halbleiters bis zum Kühlkörper (bzw. bis zur temperaturstabilen Platte). Der Verlauf von $Z_{th}(t)$ wird dabei durch die thermischen Widerstände und die thermischen Kapazitäten der einzelnen Materialien im thermischen Pfad definiert. Durch die Unterteilung des thermischen Pfads in n dünne Schichten kann ein thermisches Ersatzschaltbild in Form eines Cauer-Netzwerks erstellt werden, welches in Abbildung 3.2 (a) zu sehen ist. Jede einzelne Schicht i wird durch einen Knoten aus einem thermischen Widerstand $R_{th,i}$ und einer thermischen Kapazität $C_{th,i}$ beschrieben. $R_{th,i}$ und $C_{th,i}$ sind dabei abhängig vom Material (thermische Leitfähigkeit λ und spezifische Wärmekapazität c_p) und Geometrie (Fläche und Dicke) der Schicht.

(a) Cauer Netzwerk:



(b) Foster Netzwerk:

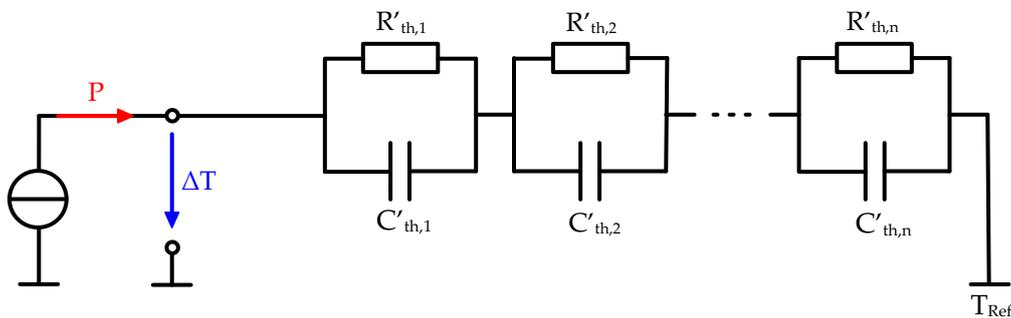


Abbildung 3.2: Thermisches Ersatzschaltbild zur Beschreibung des thermischen Pfads als (a) Cauer Netzwerk und (b) Foster Netzwerk aus n Schichten. Thermische Ersatzschaltbilder können äquivalent zu elektrischen Schaltungen interpretiert werden. Elektrische Widerstände und Kapazitäten werden zu thermischen Widerständen und Kapazitäten. Elektrische Ströme werden zu thermischen Leistungen und elektrische Spannungen zu Temperaturen [85].

Im Cauer-Netzwerk sind alle $C_{th,i}$ gegen T_{Ref} geschaltet, was den thermischen Pfad physikalisch korrekt beschreibt. Die einzelnen Schichten müssen gegen T_{Ref} erwärmt werden. Allerdings ist die mathematische Beschreibung des Cauer-Netzwerks sehr komplex. Deshalb wird das Cauer-Netzwerk in der TTA in ein Foster-Netzwerk transformiert, welches in Abbildung 3.2 (b) zu sehen ist. Die zugehörige Transformation zwischen Cauer- und Foster-Netzwerk und umgekehrt wird in [86] detailliert beschrieben.

Im Foster-Netzwerk sind die thermischen Widerstände und Kapazitäten jedes Knotens parallel geschaltet. Dadurch fließt durch jeden Knoten die gleiche Leistung P und das Netzwerk lässt sich deutlich einfacher mathematisch beschreiben:

$$Z_{th}(t) = \sum_{i=1}^n R'_{th,i} \cdot (1 - e^{-t/\tau_i}); \quad \text{mit } \tau_i = R'_{th,i} \cdot C'_{th,i} \quad (3.2)$$

Durch die Transformation ändern sich allerdings die Werte von $R_{th,i}$ und $C_{th,i}$ in $R'_{th,i}$ und $C'_{th,i}$. Diese beschreiben nun nicht mehr die physikalischen Material- und Geometrie-Eigenschaften der Schichten, sondern sind nur noch Ersatzwerte. Cauer- und Foster-Netzwerk und die zugehörige Transformation werden genutzt, um später die Strukturfunktion des thermischen Pfads zu berechnen.

3.1.4 Evaluierung der Messdaten

Zur Bewertung der Qualität des thermischen Pfads mit TTA können mehrere Auswertemethoden genutzt werden. Alle stellen die gleichen Grunddaten in unterschiedlicher Form dar und haben jeweils ihre Vor- und Nachteile. In diesem Abschnitt werden die einzelnen Auswertemethoden und der zugehörige Rechenweg beschrieben. Der gesamte Rechenprozess von der gemessenen Spannungskurve $U_{TSP}(t)$, über $Z_{th}(t)$ und der zugehörigen Ableitung $a(z)$ bis zur Strukturfunktion (STF) und der normierten logarithmischen Ableitung $B(z)$ ist in Abbildung 3.3 zu sehen. Zur Veranschaulichung der Auswertemethoden werden für alle die gleichen zwei exemplarischen Datensätze einer LED zu verschiedenen Alterungszuständen analysiert.

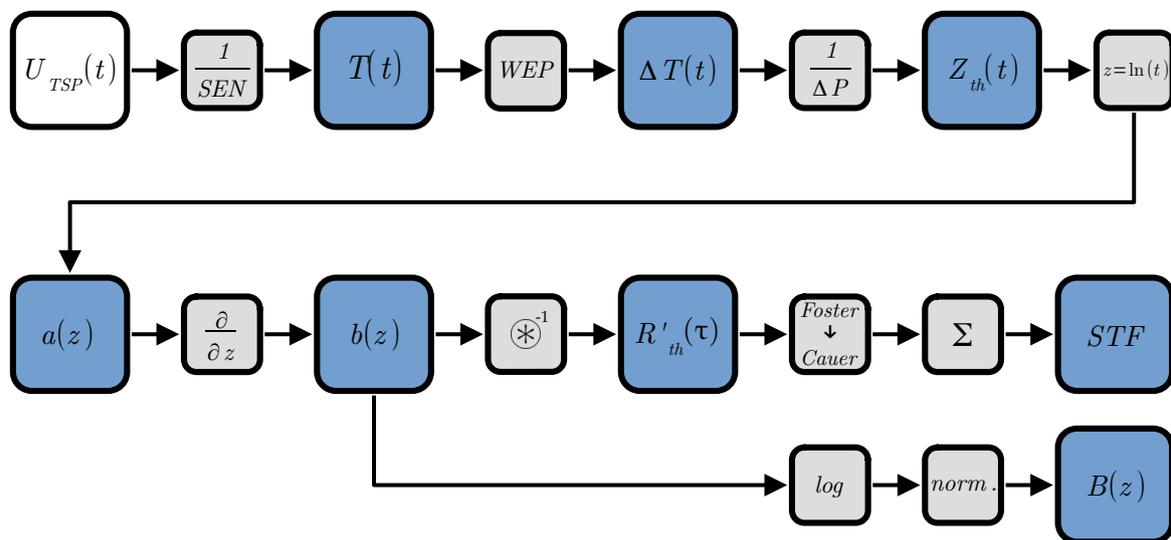


Abbildung 3.3: Rechenschritte in der TTA von der gemessenen Spannung $U_{TSP}(t)$ bis zur Strukturfunktion (STF) und zur normierten logarithmischen Ableitung $B(z)$ mit allen Zwischenschritten. Graue Kästchen entsprechen mathematischen Operationen. Blaue Kästchen entsprechen Zwischenergebnissen, die auch zur Auswertung genutzt werden können. (WEP = Wurzel-Extrapolation; \otimes^{-1} = Entfaltung)

Bestimmung der Temperatursensitivität SEN:

Um den Temperaturverlauf der Junction $T_J(t)$ des Halbleiters aus $U_{TSP}(t)$ zu bestimmen, muss vor der eigentlichen TTA Messung die Temperatursensitivität SEN bestimmt werden. Dazu wird der Halbleiter identisch zur Mess-Phase angesteuert und U_{TSP} bei mehreren verschiedenen Temperaturen gemessen. Zwischen T_J und U_{TSP} besteht für einen begrenzten Temperaturbereich ein linearer Zusammenhang [87], der durch einfache lineare Regression [88] aller Messpunkte bestimmt wird. Beispielhaft ist das Verfahren für eine LED in Abbildung 3.4 dargestellt. Dabei wurde die Vorwärtsspannung U_F , als TSP der LED, mit $I_{Mess} = 20$ mA jeweils

bei 25 °C, 35 °C, 45 °C und 55 °C gemessen. Anschließend wird die Gerade

$$U_{TSP}(T_J) = SEN \cdot T_J + U_{TSP, 0^\circ C} \quad (3.3)$$

durch einfache lineare Regression berechnet, deren Steigung SEN entspricht. Für LEDs und allgemein Dioden liegt SEN meist in einem Bereich zwischen -1 mV/K und -2 mV/K . Ebenfalls ist in Abbildung 3.4 zu erkennen, dass der lineare Zusammenhang zwischen T und U_{TSP} im gewählten Temperaturbereich gegeben ist. Anstelle von SEN wird in der Literatur oft der k -Faktor verwendet, welcher dem Kehrwert von SEN entspricht.

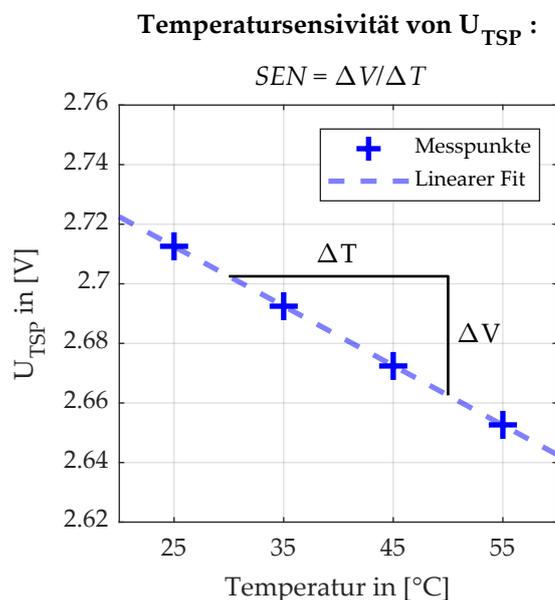


Abbildung 3.4: Bestimmung der Temperatursensivität SEN von U_{TSP} für eine LED mit Hilfe der einfachen linearen Regression. Die blauen Kreuze zeigen die Messpunkte und die gestrichelte blaue Gerade den linearen Fit. Zusätzlich ist das Steigungsdreieck der Geraden eingezeichnet.

Bestimmung des Temperaturverlaufs $T_J(t)$:

Aus der zeitaufgelösten Spannungsänderung $\Delta U_{TSP}(t)$ während der TTA Messphase wird die Temperaturänderung der Junction $\Delta T_J(t)$ des Halbleiters bestimmt:

$$\Delta T_J(t) = \frac{\Delta U_{TSP}(t)}{SEN}. \quad (3.4)$$

Allerdings kann so nur die relative Temperatur berechnet werden. Um die absolute Temperatur während des Abkühlens zu bestimmen, wird angenommen, dass sich $T_J(t)$ bei ausreichend langer Mess-Phase am Ende wieder bis auf T_{Ref} abgekühlt hat. Zu diesem Zeitpunkt

gilt $U_{TSP}(t) = U_{TSP;Ende}$:

$$T_J(t) = \frac{U_{TSP}(t) - U_{TSP;Ende}}{SEN} + T_{Ref}. \quad (3.5)$$

Die Umrechnung von $U_{TSP}(t)$ in $T_J(t)$ ist in Abbildung 3.5 für eine LED für zwei Alterungszustände dargestellt. Zur besseren Bewertung werden die Daten in der TTA meist mit logarithmischer Zeitachse dargestellt. So können auch die frühen Zeitbereiche evaluiert werden. Hintergrund der logarithmischen Darstellung ist der Aufbau von $Z_{th}(t)$ als Summe mehreren Exponentialfunktionen, wie in Formel (3.2) beschrieben.

Der Temperaturverlauf kann bereits für eine erste einfache Bewertung des thermischen Pfads verwendet werden. Umso niedriger $T_J(t)$ ist, desto besser ist der thermische Pfad. In Abbildung 3.5 (b) ist $T_J(t)$ der durch 750 TSZ (Temperatur Schock Zyklen) zwischen -40°C und 125°C gealterten LED (rot gestrichelte Linie) aufgrund von altersbedingten Schäden deutlich höher als $T_J(t)$ der initialen Messung (blaue Linie).

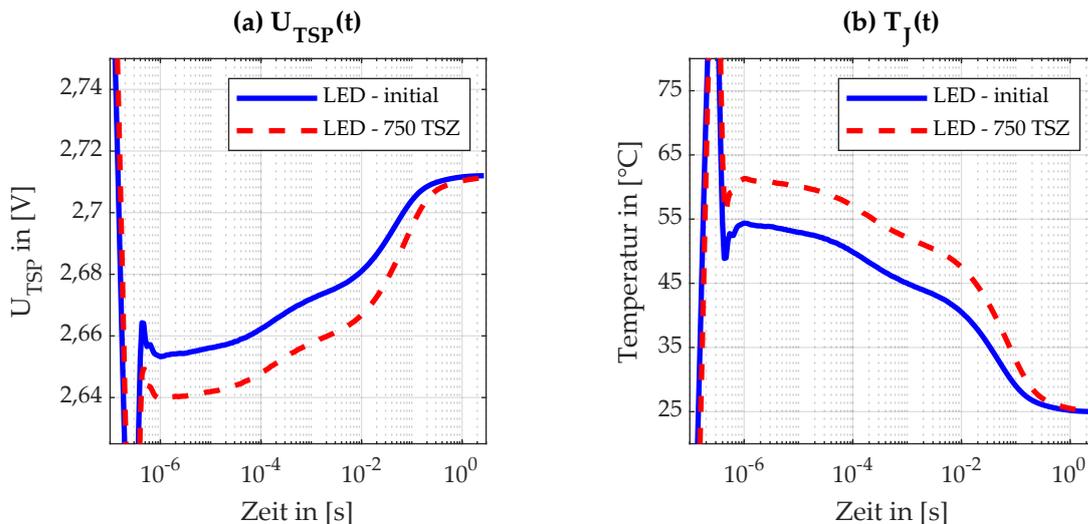


Abbildung 3.5: Umrechnung von (a) $U_{TSP}(t)$ zu (b) $T_J(t)$ für die gleiche LED zu verschiedenen Alterungszuständen. Aufgrund von Materialdegradation hat sich die Temperatur der durch 750 TSZ gealterten LED gegenüber dem initialen Zustand erhöht.

Extrapolation zum Zeitpunkt $t = 0$:

Für die spätere Bestimmung von $Z_{th}(t)$ ist es notwendig, die Temperatur $T_{J,0}$ zum Zeitpunkt $t = 0$ zu kennen. Durch das Einschwingverhalten beim Umschalten von P_{Heiz} auf P_{Mess} hat die Messung, bedingt durch Messequipment und Messobjekt, allerdings eine Totzeit. Um trotzdem $T_{J,0}$ zu bestimmen, müssen die Daten extrapoliert werden. Im JEDEC Standard [86] wird dafür eine lineare Extrapolation der Daten in Bezug auf \sqrt{t} , kurz Wurzel-Extrapolation (WEP), empfohlen. Dieser mathematische Zusammenhang im frühen Zeitbereich spiegelt das theoretische Verhalten einer unendlich weiten Flächenwärmequelle mit einer eindimensionalen Wärmeab-

führung senkrecht zu Fläche (d.h. ohne Wärmespreizung) wieder. Die Fläche der wärmegenerierenden Junction ist in Wirklichkeit zwar begrenzt und es tritt Wärmespreizung auf, trotzdem kommt der WEP Ansatz der Realität sehr nahe und wird bevorzugt genutzt.

Die WEP ist für die initiale Messung der LED in Abbildung 3.6 mit (a) logarithmischer und (b) \sqrt{t} Zeitachse zu sehen. Für die WEP wird ein Intervall ausgewählt, in dem das Messsignal vollständig eingeschwungen ist. Das Intervall sollte dabei so früh wie möglich gewählt werden, da für spätere Zeiten der theoretische Ansatz nicht zutrifft. In Abbildung 3.6 wurde für die LED auf Basis experimenteller Erfahrungswerte $20 \mu\text{s}$ bis $40 \mu\text{s}$ gewählt. Durch einfache lineare Regression (identisch zu SEN) aller Messwerte im Intervall bezogen auf \sqrt{t} wird die Extrapolation berechnet, welche in Abbildung 3.6 (b) als Gerade zu sehen ist. Abschließend werden alle Messpunkte vor der frühen Intervallgrenze durch die Daten der Extrapolation ersetzt.

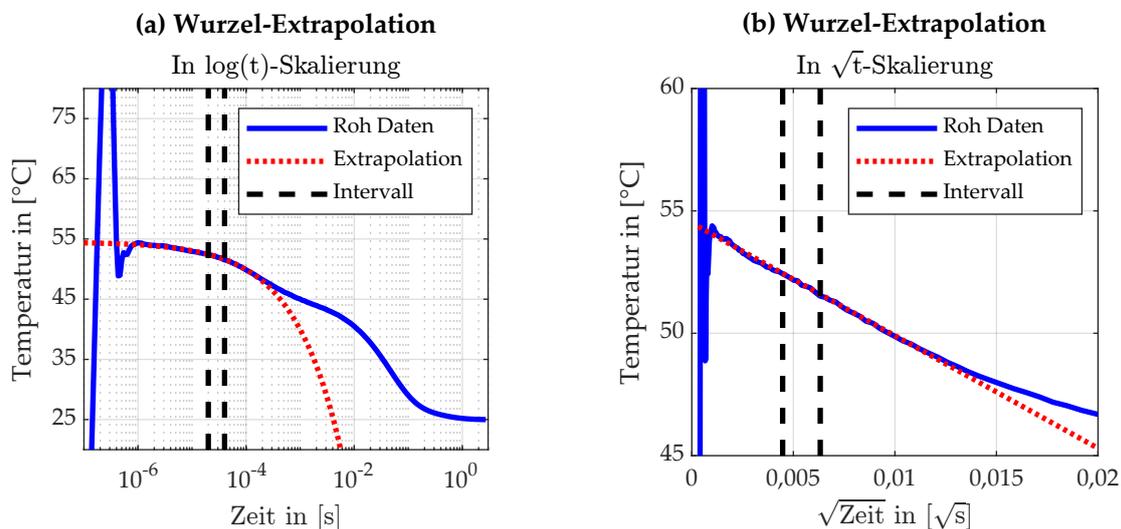


Abbildung 3.6: Wurzel-Extrapolation der Daten zur Bestimmung der Temperatur zum Zeitpunkt $t = 0$ in (a) logarithmischer Skalierung und (b) Wurzel Skalierung. In beiden Graphen ist die Extrapolation als rot punktierte Linie eingezeichnet, die für das markierte Intervall von $20 \mu\text{s}$ bis $40 \mu\text{s}$ bestimmt wurde. In (b) ist die Extrapolation-Funktion eine Gerade.

Thermische Impedanz $Z_{th}(t)$ und thermischer Widerstand R_{th} :

Aus der Temperatur der Junction $T_J(t)$ relativ zur Temperatur am Anfang der Mess-Phase $T_{J,0}$ wird die zentrale Größe der TTA bestimmt, die thermische Impedanz $Z_{th}(t)$:

$$Z_{th}(t) = \frac{\Delta T_J(t)}{\Delta P} = \frac{T_J(t) - T_{J,0}}{\Delta P} \quad \text{mit } \Delta P = P_{Mess} - P_{Heiz} \quad (3.6)$$

Für ΔP wird dabei die Änderung der Leistung beim Umschalten von Heiz- auf Mess-Phase verwendet. Die Leistungsänderung ist immer negativ.

Die $Z_{th}(t)$ -Kurven der Beispiel LED zu zwei Alterungszeitpunkten sind in Abbildung 3.7 (a) zu sehen. Die einfachste Bewertungsmöglichkeit der thermischen Qualität mithilfe von $Z_{th}(t)$

ist der Vergleich der thermischen Widerstände R_{th} , welcher dem Endwert/Sättigungswert von $Z_{th}(t)$ entspricht. In Abbildung 3.7 ist der R_{th} durch die schwarz gestichelten Linien markiert. Für die LED wurde ein R_{th} von 10,2 K/W im initialen Zustand gemessen, der sich durch die Alterung auf 12,7 K/W erhöht hat. Wird die LED mit 3,0 W betrieben, entspricht das einer Temperaturerhöhung der Junction um 7,5 °C allein durch die altersbedingte Schädigung. Ein Grenzwert für eine erlaubte Erhöhung von R_{th} ist in keinem Standard genauer definiert. In der Literatur wird meist eine Fehler-Kriterium von 10 % bis 20 % Erhöhung verwendet [89–91]. Mit 24,5% hat die Beispiel-LED diese überschritten.

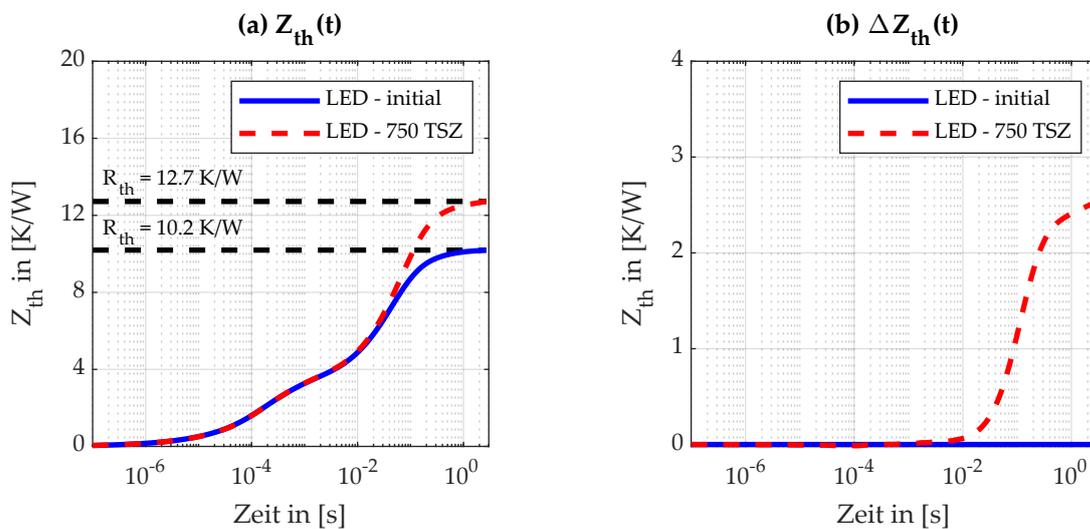


Abbildung 3.7: Thermische Impedanz $Z_{th}(t)$ initial (blaue Linie) und nach Alterung (rot gestrichelt) in (a) absoluter Darstellung und (b) relativ zueinander. Der thermische Widerstand R_{th} ist für beide LEDs in (a) als gestrichelte Linie markiert. Initial wurde für die LED ein R_{th} von 10.2 K/W erreicht. Durch die Alterung hat er sich auf 12,7 K/W erhöht. Die Änderung tritt bei ca. 20 ms auf, was auf einen Riss in der Lötstelle hindeutet.

Durch die alleinige Betrachtung von R_{th} kann zwar erkannt werden, ob eine Degradation des thermische Pfads vorliegt und wie stark diese ausgeprägt ist. Es ist allerdings nicht möglich zu bestimmen, welche Schichten bzw. welche Materialien für die Degradation verantwortlich sind. Dies ist erst durch den Vergleich des Verlaufs der $Z_{th}(t)$ -Kurven möglich. In Abbildung 3.7 (a) überlappen sich beide Kurven bis ca. 20 ms. Danach trennen sie sich und die Kurve der gealterten LED steigt deutlich stärker an. Bis zum Trennungzeitpunkt sind beide thermischen Pfade identisch, d.h. es liegt keine thermische Degradation vor. Erst ab dem Trennungzeitpunkt unterscheiden sie sich. Je früher die Trennung auftritt, desto näher ist das degradierte Material räumlich an der Junction. Der Zeitpunkt der Trennung ist mithilfe des Unterschieds der thermischen Impedanzen $\Delta Z_{th}(t)$ in Abbildung 3.7 (b) deutlich einfacher zu erkennen. Durch Erfahrungswerte für ein Bauteil und/oder transiente thermische Finite Elemente (FE) Simulationen kann die $Z_{th}(t)$ Kurve in verschiedene Zeitintervalle eingeteilt werden, die einzelnen Schichten zugeordnet werden. Für die LED in Abbildung 3.7 kann $Z_{th}(t)$ grob in die

Intervalle LED Package (0 s bis ca. 4 ms), Lötstelle und Leiterplatte (ca. 4 ms bis 400 ms) und TIM zur temperaturstabilen Platte (ca. 400 ms bis zum Ende der Messung) eingeteilt werden. Die Trennung bei ca. 20 ms am Anfang des zweiten Intervalls deutet auf eine Degradation der Lötstelle, genauer gesagt einem Riss in der Lötstelle, hin.

LEDs als Sonderfall der thermische Impedanz:

An dieser Stelle muss erwähnt werden, dass LEDs in der TTA einen Sonderfall darstellen. Für LEDs sind zwei verschiedene $Z_{th}(t)$ definiert. Der Erste bezieht sich auf die elektrische Leistung und wird deshalb als $Z_{th-el.}(t)$ (el. = elektrisch) bezeichnet. Zur Berechnung von $Z_{th-el.}(t)$ mit (3.6) wird für ΔP der Sprung der elektrischen Leistung $\Delta P_{el.}$ verwendet:

$$\Delta P_{el.} = P_{Mess-el.} - P_{Heiz-el.} \quad (3.7)$$

Allerdings bezieht sich ΔP in (3.6) auf eine thermische Leistungsänderung. LEDs setzen einen Teil der elektrischen Leistung in optische Leistung um, die nicht als thermische Verlustleistung abgeführt werden muss. Deshalb bezieht sich die zweite Definition auf die real abgeführte Wärmeleistung und wird als $Z_{th-real}(t)$ bezeichnet. Für ΔP_{real} muss darum für die Heiz- und Mess-Phase die optische Leistung von der elektrischen Leistung abgezogen werden:

$$\Delta P_{real} = (P_{Mess-el.} - P_{Mess-opt.}) - (P_{Heiz-el.} - P_{Heiz-opt.}) \quad (3.8)$$

In dieser Arbeit wird im weiteren Verlauf ausschließlich $Z_{th-el.}(t)$ verwendet. In praktisch allen kommerziellen LED Anwendungen wird nicht auf die optische Ausgangsleistung, sondern auf die elektrische Eingangsleistung der LED geregelt. Falls die Effizienz der LED altersbedingt sinkt, entstehen auch in der Applikation mehr Verluste und T_J steigt an. Die Betrachtung von $Z_{th-real}(t)$ ist zwar die physikalisch korrekte, vernachlässigt aber eine Effizienzreduktion als mögliche altersbedingte Schädigung. Zusätzlich kann für $Z_{th-el.}(t)$ auf die zeitaufwendige Bestimmung der optischen Leistung mittels einer Ulbricht-Kugel [41] verzichtet werden.

Ableitung der thermischen Impedanz $b(z)$:

Eine weitere Möglichkeit zur Bewertung von TTA-Daten ist die Ableitung von $Z_{th}(t)$, $b(z)$. Zuerst wird dafür die Substitution $t = e^z$ durchgeführt, um $a(z)$ zu bestimmen:

$$a(z) = Z_{th}(z) \quad \text{mit } z = \ln(t) \quad (3.9)$$

Hintergrund der Substitution ist die Struktur von $Z_{th}(t)$ aus einer Summe von Exponentialfunktionen (siehe (3.2)), die auch für die bevorzugte Darstellung mit logarithmischer Zeitachse verantwortlich ist. Eine Bewertung der Ableitung ohne Substitution ist nicht möglich, da die Ableitung im frühen Zeitbereich durch die kleinen Zeitschritte deutlich größer als im späten

Zeitbereich wäre. Bei passender x -Achsen Skalierung sind $Z_{th}(t)$ und $a(z)$ deckungsgleich [86]. Deshalb wird an dieser Stelle auf eine Darstellung von $a(z)$ verzichtet. Nach der Substitution kann $a(z)$ nach z abgeleitet werden, um $b(z)$ zu bestimmen:

$$b(z) = \frac{\partial a(z)}{\partial z} = \frac{\partial Z_{th}(z)}{\partial z} \quad (3.10)$$

In Abbildung 3.8 (a) ist $b(z)$ für die Beispiel-LED dargestellt. Die Bewertung von $b(z)$ erfolgt identisch zu $Z_{th}(t)$. Solange die Kurven sich überlappen, sind auch die thermischen Pfade identisch. Eine Trennung entspricht einer Abweichung der thermischen Pfade. $b(z)$ reagiert dabei deutlich empfindlicher auf Unterschiede als $Z_{th}(t)$, weshalb die Bestimmung des exakten Trennungszeitpunkts bevorzugt über $b(z)$ bzw. über $\Delta b(z)$ in Abbildung 3.8 (b) erfolgen sollte [92]. Für das gegebene Beispiel kann der Trennungszeitpunkt durch $b(z)$ bei 10 ms bestimmt werden, während er durch $Z_{th}(t)$ noch bei 20 ms erkannt wurde. Dieses Verfahren wird u.a. bei der Transient Dual Interface Measurement (TDIM) zur Bestimmung des thermischen Widerstands R_{th-JC} von der Junction bis zur Unterseite (Case) eines Package oder Moduls genutzt [93,94]. Neben der höheren Empfindlichkeit auf Änderungen im thermischen Pfad hat die Analyse von $b(z)$ den Vorteil, dass auf die Bestimmung von $T_{J,0}$ über WEP verzichtet werden kann. Wie in (3.6) zu sehen war, ist $T_{J,0}$ eine Konstante, die durch die Ableitung entfällt.

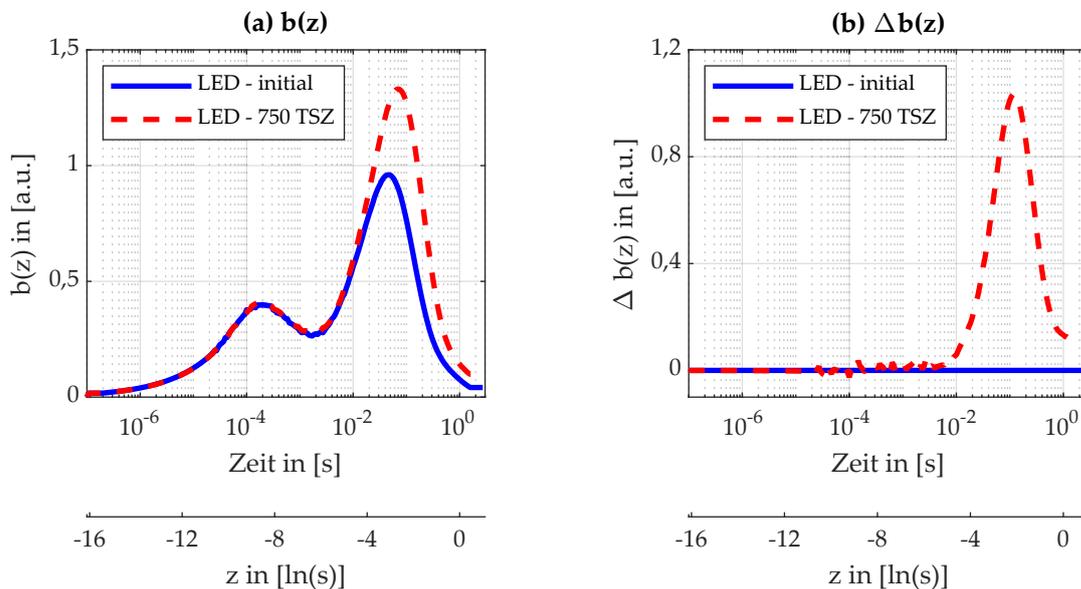


Abbildung 3.8: Auswertung über $b(z)$, der Ableitung von $Z_{th}(t)$ nach z mit vorheriger Substitution $z = \ln(t)$, in (a) absoluter Darstellung und (b) relative zueinander. Zur Veranschaulichung der Substitution ist die x -Achse sowohl über t als auch über z aufgetragen.

Normierte logarithmische Ableitung $B(z)$:

Die Bewertung durch die normierte logarithmische Ableitung $B(z)$ ist ein von Elger und Hanß entwickeltes Verfahren [76,95]. Der Vorteil von $B(z)$ liegt darin, dass durch die mathematische Transformation auf eine Bestimmung von SEN , ΔP und $T_{J,0}$ verzichtet werden kann, was den Messaufwand reduziert. Die Auswertung über $B(z)$ ist vor allem für eine Qualitätskontrolle in eine Produktions-Linie attraktiv, da durch die limitierte Messzeit eine Bestimmung von SEN nicht möglich ist [96].

Im ersten Schritt wird der Logarithmus von $b(z)$ gebildet. Durch das Ersetzen von $b(z)$ durch $U_{TSP}(z)$ mittels (3.4), (3.6) und (3.10), und dem anschließenden separieren von SEN und ΔP aus dem Logarithmus ergibt sich:

$$B(z) = \log(b(z)) = \log\left(\frac{\partial Z_{th}(z)}{\partial z}\right) = \log\left(\frac{\partial U_{TSP}(z)}{\partial z}\right) - \log(SEN \cdot \Delta P) \quad (3.11)$$

SEN und ΔP werden so zu Offsets, die durch einen Offset-Abgleich beseitigt werden können, ohne dass die Werte dabei bekannt sein müssen. Der Offset-Abgleich erfolgt durch eine Normierung über einen Least Square Fit in einem möglichst frühen Zeitintervall zwischen zwei oder mehrerer TTA-Messungen. So werden die Kurven „aufeinander geschoben“, um etwaige Unterschiede in SEN und ΔP auszugleichen zu können, ohne diese zu messen.

Das frühe Zeitintervall wird gewählt, da das Signal hier nur von wenigen Schichten im Die des Halbleiters nahe der Junction abhängt. Hier treten nur selten altersbedingte Schäden im thermischen Pfad auf. Falls die Normierung im frühen Zeitbereich trotzdem nicht möglich ist, unterscheiden sich die thermischen Pfade bereits im Halbleiter Die und eine Auswertung über $B(z)$ ist nicht möglich. In diesem Fall muss auf eine der vorher beschriebenen TTA-Auswertemethoden zurückgegriffen werden.

Die Auswertung über $B(z)$ für die Beispiel-LED ist in Abbildung 3.9 zu sehen. Für diesen LED-Typ wurde ein Normierungs-Zeitintervall von 40 μs bis 200 μs gewählt. Die Bewertung von $B(z)$ erfolgt über das Maximum B_{max} und dessen zeitliche Position. Eine Erhöhung des B_{max} kann auf eine Erhöhung in R_{th} zurückgerechnet werden. Eine Überschreitung von B_{max} über einen definierten Schwellwert (z.B. 0,05) kann als Ausfallkriterium genutzt werden [97]. In Abbildung 3.9 hat sich das B_{max} von 0,284 auf 0,425 durch die Alterung erhöht, womit das Ausfallkriterium deutlich überschritten ist.

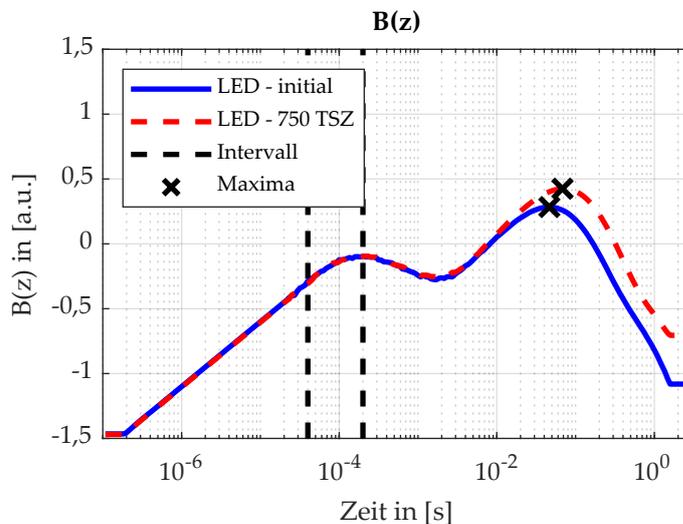


Abbildung 3.9: Normierte logarithmische Ableitung $B(z)$ der LED zu zwei Alterungszeitpunkten. Das Normierungs-Intervall von $40 \mu\text{s}$ bis $200 \mu\text{s}$ ist mit gestrichelten Linien markiert. Die Bewertung von $B(z)$ erfolgt über die Höhe und die zeitliche Position der Maxima, markiert durch schwarze Kreuze.

Zeitkonstantenspektrum $R'_{th}(\tau)$:

Eine weitere Bewertungsmethode in der TTA ist das Zeitkonstantenspektrum $R'_{th}(\tau)$. Dieses spiegelt die einzelnen RC-Knoten des thermischen Foster-Netzwerks wieder. Die Berechnung von $R'_{th}(\tau)$ erfolgt über die Entfaltung von $b(z)$ über die Gewichtsfunktion $w(z)$ [86]:

$$b(z) = R'_{th}(z) \otimes w(z) \quad \text{mit } w(z) = e^{z-e^z} \quad (3.12)$$

Eine detaillierte mathematische Beschreibung der Entfaltung wird in [86, Anhang B] beschrieben und hier nicht weiter vertieft. In der Praxis wird meist die Bayesian Entfaltung genutzt um $R'_{th}(z)$ zu bestimmen [98,99]. Um $R'_{th}(\tau)$ zu erhalten, wird z rück-substituiert mit $z = e^\tau$. $R'_{th}(\tau)$ für die Beispiel LED ist in Abbildung 3.10 zu sehen und kann grob in drei Intervalle unterteilt werden. Das erste Intervall bis ca. 4 ms beschreibt das LED-Package, das zweite von ca. 4 ms bis 400 ms die Lötstelle und die Leiterplatte und das letzte Intervall ab ca. 400 ms das TIM zur temperaturstabiler Platte. Durch die Integration der Kurvenabschnitte in den Intervallen kann der R_{th} der einzelnen Teile des thermischen Pfads bestimmt werden [100]. In Abbildung 3.10 ist keine Degradation des Package zu erkennen, da sich die Kurven im ersten Intervall überlappen. Erst im zweiten Intervall unterscheiden sich die Kurven, was die Degradation der Lötstelle verdeutlicht. Ebenso ist eine leichte Veränderung des TIM zu erkennen.

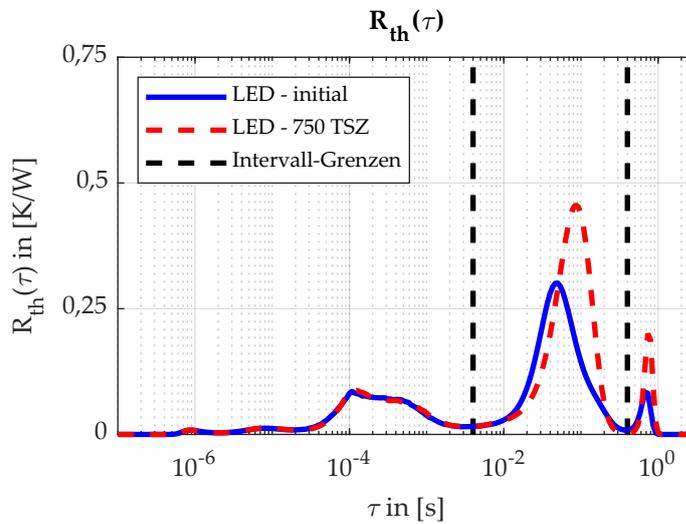


Abbildung 3.10: Zeitkonstantenspektrum $R'_{th}(\tau)$ der LED zu zwei Alterungszuständen. Das Spektrum spiegelt dabei das thermische Foster-Netzwerk wieder und kann je nach Messobjekt in mehrere signifikante Zeitintervall eingeteilt werden, die jeweils Abschnitten im thermischen Pfad widerspiegeln. In diesem Fall wurde das Spektrum in drei Intervall eingeteilt, die durch die schwarz gestrichelten Linien getrennt sind.

Strukturfunktion:

Die von Székely eingeführte Strukturfunktion (STF) ist eine weit verbreitet Auswertemethode in der TTA [101] und wird aus $R'_{th}(\tau)$ berechnet. Zuerst wird $R'_{th}(\tau)$ diskretisiert, um $R'_{th,i}$ und $C'_{th,i}$ der einzelnen Knoten im Foster-Netzwerk zu bestimmen. Über eine Foster-Cauer Transformation [86, Anhang C] werden $R_{th,i}$ und $C_{th,i}$ des Cauer-Netzwerk bestimmt, die den thermischen Pfad physikalisch korrekt widerspiegeln. Für die Darstellung der STF werden $R_{th,i}$ und $C_{th,i}$ der Knoten kumuliert

$$R_{th,\Sigma}(n) = \sum_{i=1}^n R_{th,i} \quad \text{und} \quad C_{th,\Sigma}(n) = \sum_{i=1}^n C_{th,i} \quad (3.13)$$

und $C_{th,\Sigma}(n)$ über $R_{th,\Sigma}(n)$ aufgetragen.

Die Bewertung der STF erfolgt über die Kurvenform. Bereiche mit starkem Anstieg spiegeln Materialschichten mit hoher thermischer Leitfähigkeit wieder, Bereiche mit flachem Verlauf Materialschichten mit geringer thermischer Leitfähigkeit. Eine Änderung der Steigung entspricht einem Materialübergang. Am Ende der STF-Kurve tritt ein unendlich starker Anstieg auf, begründet durch die enorme thermische Kapazität des Kühlkörpers bzw. der temperaturstabilen Platte. Die Position unendlich starken Anstiegs entspricht den gesamt R_{th} des thermo-mechanischen Aufbaus [102].

Die STF der Beispiel LED ist in Abbildung 3.11 zu sehen. Die Kurven steigen bei $R_{th} = 10,2 \text{ K/W}$ bzw. $12,7 \text{ K/W}$ unendlich stark an, was den Ergebnissen aus der $Z_{th}(t)$ -Darstellung in Abbil-

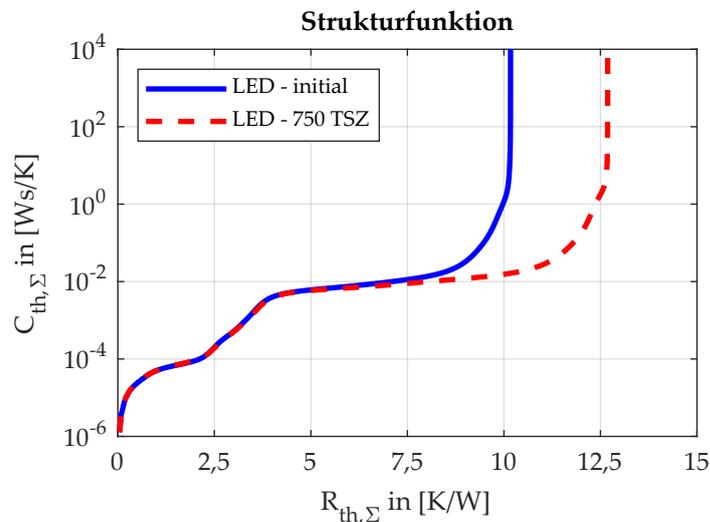


Abbildung 3.11: STF der LED zu zwei Alterungszuständen. Die Trennung der Kurve erfolgt bei ca. 5 K/W bedingt durch einen Riss in der Lötstelle. Das Ende der Kurven 10,2 K/W bzw. 12,7 K/W entspricht dem gesamt R_{th} des thermischen Pfads.

Abbildung 3.7 entspricht. Bis ca. 5 K/W überlappen sich beide Kurven, die thermischen Pfade sind identisch. Bis zu diesem Punkt kann der Verlauf in drei Bereiche eingeteilt werden: starker Anstieg aufgrund des Halbleiter-Materials, flacher Anstieg aufgrund des Die-Attachs (Gold Bumps), mittelstarker Anstieg aufgrund des Keramik-Submounts. Anschließend folgt ein flacher Bereich aufgrund der Lötstelle und des Dielektrikums, in dem sich die Kurven infolge altersbedingter Schäden in der Lötstelle trennen. Kurz vor Ende erhöht sich die Steigung aufgrund des Aluminium-Kerns der IMS-PCB mit einem leichten Knick aufgrund des TIMs direkt vor der unendlichen Steigung.

Fehlerursache:

Wie bereits erwähnt, sind für die Beispiel LED Risse in der Lötstelle für die Degradation des thermischen Pfades verantwortlich. Dieses Fehlerbild wurde mithilfe eines Querschnitts in Abbildung 3.12 validiert. Die Zuordnung der Degradation auf diese Fehlerursache war mit allen beschriebenen Auswertemethoden möglich.

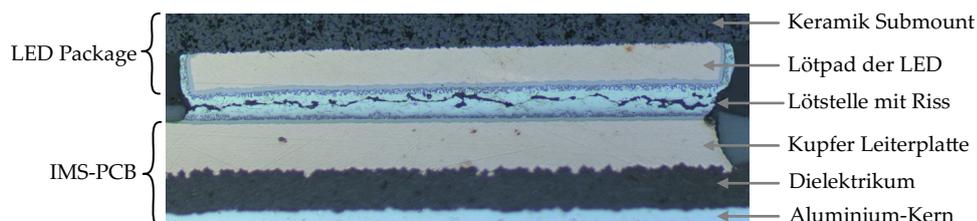


Abbildung 3.12: Fehlerbild der LED nach 750 TSZ für die beispielhaften Auswertungen: Risse in der Lötstelle

3.2 X-Ray Inspektion

Röntgen (eng. X-Ray) Inspektion ist eine etablierte Analysemethode in der Aufbau- und Verbindungstechnik. Dabei wird hochfrequente elektromagnetische Röntgenstrahlung mit Wellenlängen zwischen 10 nm bis 10 pm genutzt, um die Integrität von metallischen Schichten im thermischen Pfad zu prüfen. Eine Röntgenröhre dient dabei als Punkt-Quelle für die Strahlung, deren Wellenlänge über die angelegte Spannung an der Röntgenröhre variiert werden kann [103]. Der aufgefächerte Röntgenstrahl wird auf das Messobjekt gerichtet, durchdringt dieses und wird auf der Rückseite durch einen Detektor (ähnlich einem Fotosensor) aufgefangen. Die aufgefangene Strahlung wird dann in ein 2D-Bild umgerechnet. Beim Durchdringen des Messobjekts interagieren die Röntgen-Photonen mit dem Material des Messobjekts und die Röntgenstrahlung wird teilweise durch folgende Effekte gedämpft [104]:

- **Absorption:** Das Röntgen-Photon schlägt ein Elektron aus der Elektronenhülle eines Atoms und verliert dabei vollständig seine Energie.
- **Compton-Streuung:** Das Röntgen-Photon schlägt ein Elektron aus der Elektronenhülle eines Atoms, verliert dabei aber nur einen Teil seiner Energie und wird in eine andere Richtung abgelenkt.
- **Paarbildung:** Die Energie des Röntgen-Photons wird bei der Erzeugung eines Elektron-Loch-Paars umgesetzt.

Der dominierende Effekt ist abhängig von der gewählten Wellenlänge, wobei alle von der Dichte und der atomaren Ordnungszahl des Material abhängen. Höhere Dichten und Ordnungszahlen erhöhen dabei die Eintritts-Wahrscheinlichkeit [20], d.h. metallische Materialien dämpfen die Strahlung deutlich stärker ab als organische und gasförmige. X-Ray Inspektion wird deshalb bevorzugt zur Lötstelleninspektion eingesetzt. Typische Fehler wie Lötbrücken, offene Kontakte und Voids (Luft einschlüsse) sind gut detektierbar [70]. Aufgrund der sehr feinen Porosität von Sinterverbindungen und der geringen Dichte von Klebstoffen ist die X-Ray Inspektion für diese Verbindungstechnologien jedoch weniger geeignet [21,64]. Eine schematische Darstellung des Messprinzips inklusive einer exemplarischen X-Ray Aufnahme zur Void Detektion für eine LED ist in Abbildung 3.13 zu sehen.

Die kontinuierliche Weiterentwicklung der Röntgen-Technik in der AVT ermöglicht mittlerweile 100%-Inspektion in Produktionsgeschwindigkeit einer Elektronikfertigung und Auflösung bis in den Bereich von 1 μm . Für noch detailliertere Inspektionen steht 3D X-Ray Inspektion zu Verfügung [105].

3.3 Akustik Mikroskopie

Eine weitere nicht-zerstörende Testmethode zur Bewertung der thermischen Integrität ist die Akustik-Mikroskopie (engl. SAM: Scanning Acoustic Microscopy). Akustische Wellen im Fre-

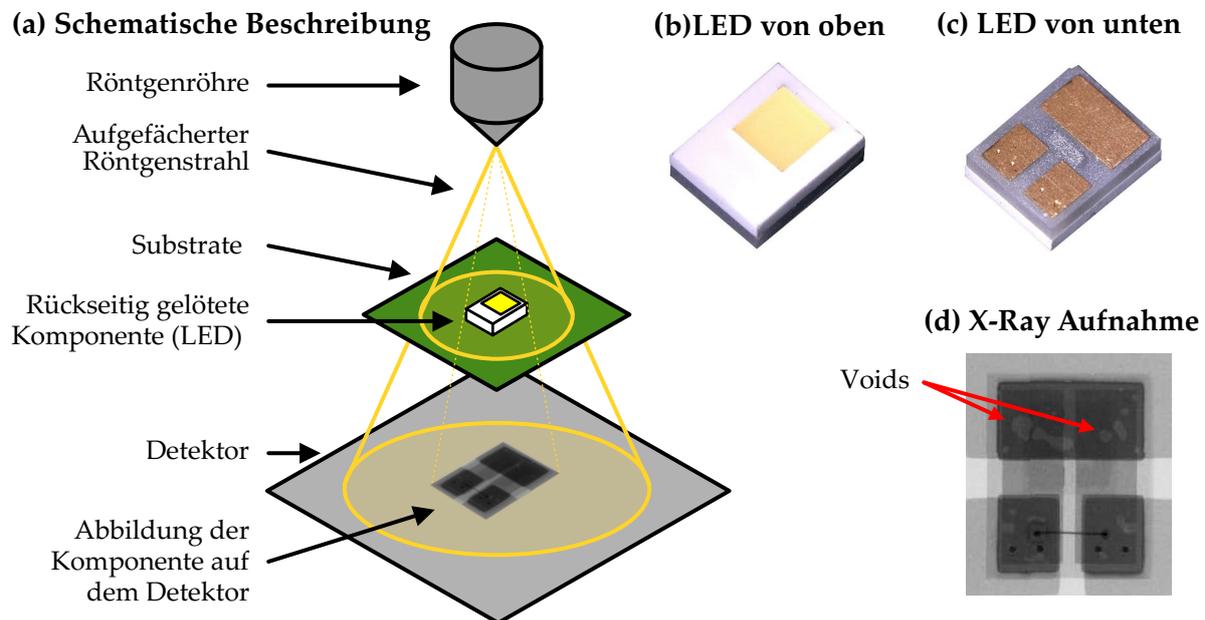


Abbildung 3.13: (a) Schematische Beschreibung des X-Ray Prinzips einer rückseitig gelöteten Komponente (LED) auf einem Substrat. Die X-Ray Strahlung durchdringt Komponente und Substrate und wird dabei gedämpft, bevor sie auf den Detektor trifft. (b) zeigt ein exemplarische Komponente von oben, (c) die Komponente von unten inklusive der Löt pads und (d) die resultierende X-Ray Aufnahme mit Voids in der Lötstelle.

quenzbereich zwischen 15 MHz und 300 MHz werden verwendet, um Materialübergänge im thermischen Pfad zu detektieren [106].

Kernstück des SAM Mess-Equipment ist der akustische Transducer. Dieser emittiert fokussierte akustischen Wellen über das Koppelmedium Wasser in Richtung Messobjekt. Beim Durchdringen des Messobjekts interagiert die akustische Welle mit dessen Materialien. Die Welle wird dabei vom Material absorbiert, an feinen Strukturen gestreut oder an Materialübergängen reflektiert. Relevant für die SAM Messung sind die Reflexionen, die wieder zum Transducer zurück laufen und dort zeitaufgelöst aufgezeichnet werden. Die Stärke der Reflexion hängt dabei vom Unterschied der akustischen Impedanzen, und damit von Dichte und Schallgeschwindigkeit der Materialien ab [107].

Bedingt durch die Laufzeit der akustischen Welle kommen die Reflexionen der verschiedenen Materialübergänge zu unterschiedlichen Zeitpunkten wieder am Transducer an. Durch das Auswerten des Antwortsignals in einem definiertem Zeitintervall, dem sogenannten Gating, können mögliche Defektstellen in einzelnen Materialschichten erkannt werden. Dazu wird das Gate zwischen die Eintritts- und die Austritts-Reflexionen des Materials gesetzt. Treten im Gate weitere Reflexionen auf, sind in der Materialschicht zusätzliche Materialübergänge wie z.B. Gas bei Voids und Rissen vorhanden. Eine schematische Beschreibung des SAM Prinzips inklusive Erklärung des Antwortsignals ist in Abbildung 3.14 (a) und (b) zu sehen.

Die bis hier beschriebene Messung ermöglicht nur eine punktuelle Analyse des Messobjekts.

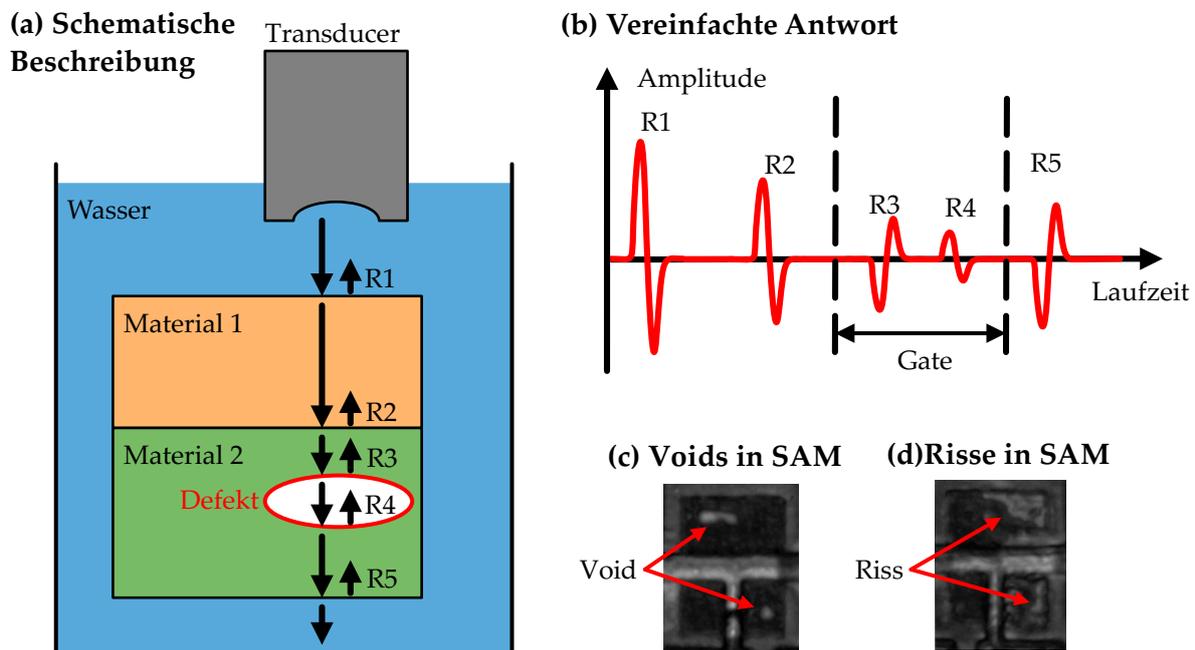


Abbildung 3.14: (a) Schematische Beschreibung des SAM Messprinzips mit (b) vereinfachter Antwort des Messobjekts. Die akustische Welle wird vom Transducer auf das Messobjekt (bestehend aus zwei Materialien und einer Defektstelle in Material 2) gerichtet. Die erste Reflexion R1 entsteht durch den Übergang von Wasser zu Material 1, Reflexion R2 durch den Übergang von Material 1 zu Material 2, R3 durch den Übergang von Material 2 zur Defektstelle, R4 durch den Übergang von Defektstelle zu Material 2 und R5 durch den Übergang von Material 2 zum Wasser. Die Reflexionen treten im gemessenen Antwortsignal des Transducer in dieser Reihenfolge auf. Durch die Verwendung des Gates zwischen R3 und R5 können mögliche Defekte in Material 2 erkannt werden. Für den Fall, dass kein Defekt vorliegt, treten im Gate keine Reflexionen auf. Zusätzlich sind zwei exemplarische SAM Bilder mit erkannten Voids (c) und Rissen (d) dargestellt.

Für eine orts aufgelöste Analyse rastert der Transducer in X und Y Richtung über das Messobjekt und führt an jeder Position eine Messung durch. Aus den so gewonnenen Informationen kann dann ein 2D-Bild erzeugt werden [71]. So ermöglicht SAM die Detektion von Voids in Abbildung 3.14 (c) sowie lateraler Schäden wie Delaminationen und Risse in Abbildung 3.14 (d). Ebenso kann die Porosität von Sinterverbindungen mit SAM evaluiert werden [23, 108]. Die Auswahl der passenden Frequenz der akustischen Welle ist für SAM essentiell. Höhere Frequenzen erhöhen zwar die Auflösung. Allerdings wird dabei die Eindringtiefe in das Messobjekt reduziert [106].

3.4 Vergleich von TTA, SAM und X-Ray

Bei leistungs- und optoelektronischen Baugruppen können je nach Aufbau verschiedene Fehler auftreten, die die Abführung der Wärme erschweren. Unabhängig von Art und Ursache des

Fehler müssen diese sicher erkannt werden. Jedoch sind nicht alle nicht-zerstörenden Testmethoden für alle Fehlerbilder geeignet. Im folgenden werden die drei Methoden anhand typischer Fehler miteinander verglichen. Zusätzlich fließt die Messgeschwindigkeit und der Grad der Automatisierung in die Bewertung ein.

3.4.1 Untersuchung von Lötstellen

Voids in Lötstellen

Voids in Lötstellen sind ein häufiges Problem in der Elektronikproduktion. Für Baugruppen aus Leistungs- und Optoelektronik sind Voids besonders kritisch, da sie die Fläche für die Abführung der Wärme reduzieren. Durch Anpassung des Lötprofils und die Auswahl geeigneter Lötpaste müssen der Anteil der Voids limitiert werden.

Die Analyse von Voids in Lötstellen mittels TTA, X-Ray und SAM ist in Abbildung 3.15 für drei LEDs mit geringem, mittlerem und hohem Void Anteil zu sehen. Die X-Ray Inspektion erlaubt dabei die detaillierteste Auswertung. Die runden Strukturen der Voids heben sich hier optisch signifikant vom Rest der Lötstelle ab. So ermöglicht X-Ray die genaue Berechnung des Void Anteils in Bezug auf die gesamte Lötfläche. Mit SAM sind deutlich weniger Voids zu erkennen. Besonders ersichtlich wird das beim Vergleich von X-Ray und SAM für die LED mit

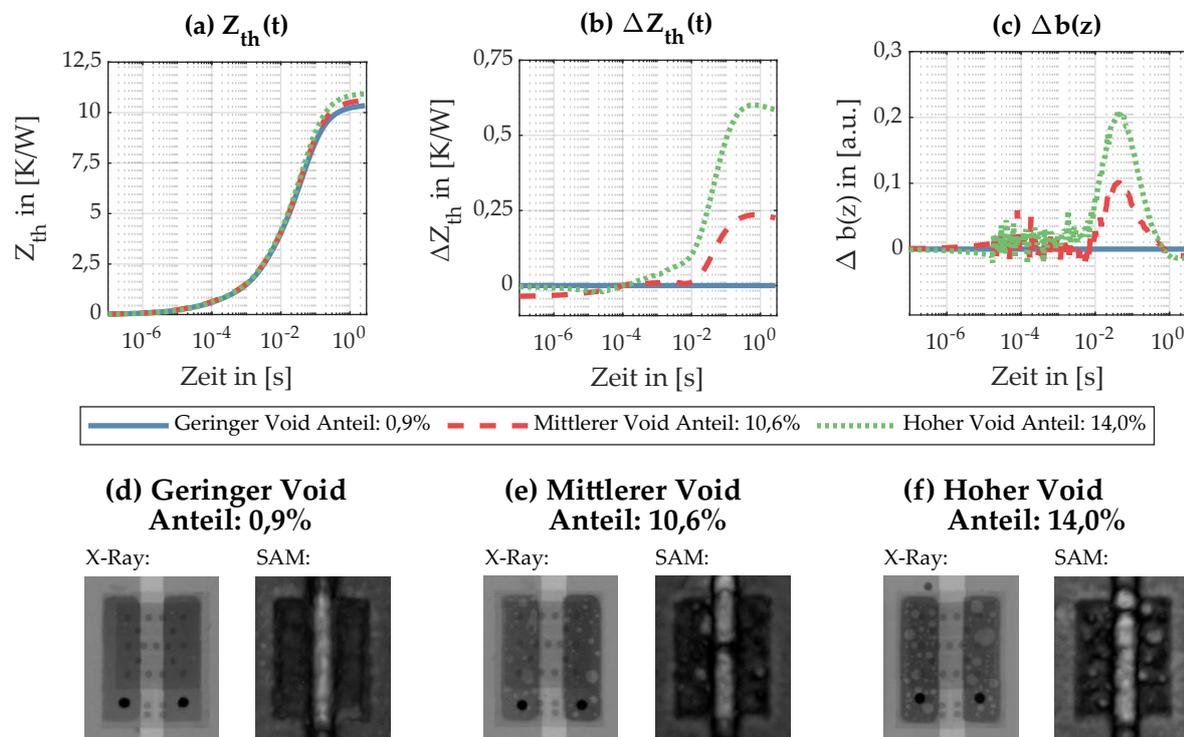


Abbildung 3.15: Analyse von Voids in Lötstellen mittels TTA in (a), (b) & (c), X-Ray und SAM (d),(e) & (f) anhand von drei LEDs mit geringem, mittlerem und hohem Void Anteil.

hohem Void Anteil in (f). Nur die größeren Voids werden detektiert und diese erscheinen kleiner. Eine Berechnung des Void Anteils mit SAM ist deshalb nur bedingt sinnvoll. Im Gegensatz zu X-Ray und SAM erlaubt die TTA keine ortsbezogene Auflösung der Voids. Der thermische Einfluss der Voids ist aber sowohl in der Betrachtung von $Z_{th}(t)$ in (a), $\Delta Z_{th}(t)$ in (b) und $b(z)$ in (c) detektierbar. Die LEDs mit mittlerem bzw. hohem Void Anteil zeigen einen erhöhten R_{th} gegenüber der LED mit geringem Void Anteil.

Benetzungsfehler in Lötstellen

Nicht benetzte Bereiche auf Lötspads von Bauteilen und Substraten stellen ein höheres thermisches Risiko als Voids dar. Die Flächenreduktion ist hier deutlich stärker ausgeprägt. Benetzungsfehler werden meist durch Rückstände oder Verunreinigung auf den Lötspads verursacht. Benetzungsfehler können durch ein adäquates Handling der Materialien verhindert werden. Eine nicht-zerstörende Prüfung auf etwaige Fehler ist dennoch notwendig.

Abbildung 3.16 zeigt die Analyse einer LED mit Benetzungsfehler und einer Referenz-LED mittels TTA, X-Ray und SAM. Bei der fehlerhaften LED ist dabei mehr als die Hälfte des thermischen Lötspads (größeres, oberes Pad) nicht benetzt. Sowohl mit X-Ray, also auch mit SAM ist der Benetzungsfehler in (d) sehr gut zu erkennen. Beide zeigen eine halb-ovale, dunkle Struktur im thermischen Lötspad. Für die Referenz-LED ergibt sich, von den Voids abgesehen, eine

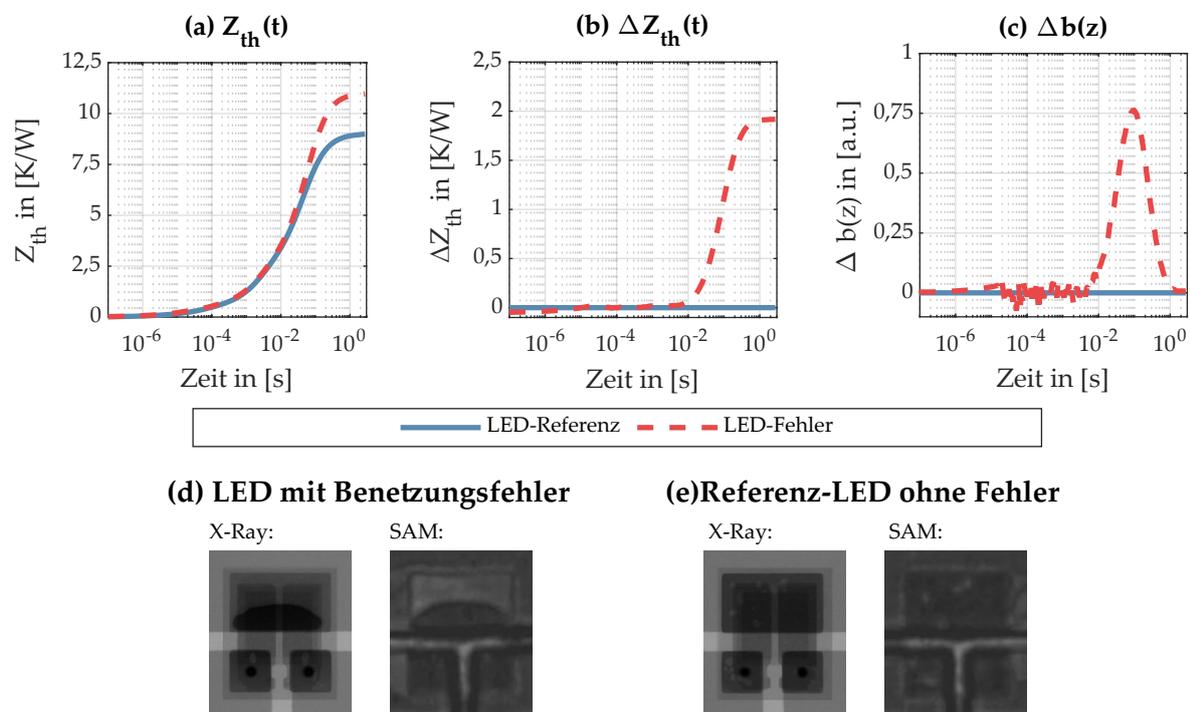


Abbildung 3.16: Analyse von Benetzungsfehler in Lötstellen mittels TTA in (a), (b) & (c), X-Ray und SAM in (d) & (e) anhand einer LED mit nicht-benetztem Lötbereich und einer Referenz-LED.

homogenes Farbschema auf allen Pads in (e). Zusätzlich ist in der X-Ray Aufnahme mit Benetzungsfehler zu sehen, dass der benetzte Bereich des thermischen Pads dunkler ist als die zwei elektrischen Löt pads (kleinere, untere Pads). Aufgrund des Benetzungsfehlers hat sich das Lot an der unteren Seite des Löt pads konzentriert. Da das Volumen der Lötstelle gleich bleiben muss, wurde die Flächenreduktion durch einen Anstieg der Höhe ausgeglichen. Dadurch ist die LED verkippt gelötet. Diese Schiefstellung ist mit SAM nicht zu erkennen.

Eine eindeutige Zuordnung auf ein nur teilweise benetztes Löt pad und eine Schiefstellung ist mit der TTA nicht möglich. Der massive Anstieg der $Z_{th}(t)$ ab ca. 20 ms im Vergleich zur Referenz-LED in (b) weist aber auf einen groben Fehler in der Lötstelle hin. Im Gegensatz zu den Voids ist der R_{th} -Anstieg mit ca. 22 % deutlich stärker ausgeprägt. Nach der Detektion des Fehlers mittels TTA sind weitere Testmethoden notwendig, um den Fehler genauer zu kategorisieren.

Risse in Lötstellen

Im Gegensatz zu Voids und Benetzungsfehlern treten Risse nicht initial, sondern erst mit der Zeit auf. Durch mechanischen Stress auf die Lötstelle ermüdet diese und Risse bilden sich. Um möglichst lange Lebenszeiten garantieren zu können, muss die Rissbildung möglichst verhindert bzw. hinausgezögert und das Risswachstum verlangsamt werden. Dazu kann u.a. das thermische und mechanische Design verbessert oder Materialien wie Löt paste und Substrate ausgetauscht werden. Um den Ertrag von Anpassung/Verbesserungen zu bewerten, ist eine nicht-zerstörende Prüfmethode notwendig, um das Wachstum der Risse zu analysieren.

Eine Rissanalyse von Lötstellen mittels TTA, X-Ray und SAM ist in Abbildung 3.17 für zwei LEDs dargestellt. Die LEDs wurden dabei durch Temperatur Schock Alterung zwischen $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ und $125\text{ }^{\circ}\text{C}$ beschleunigt gealtert und die Messungen initial, nach 500 TSZ und nach 1000 TSZ durchgeführt. Zur Validierung der Ergebnisse sind zusätzlich Querschliffe der LEDs nach 1000 TSZ angefertigt worden. Die Querschliffe belegen, dass die Lötstelle von LED 1 in der Schliffebene zu ca. 65 % gerissen ist. Für LED 2 ist die Lötstelle in der Schliffebene vollständig gerissen.

Mit X-Ray ist eine Detektion von Rissen nicht möglich. Die Aufnahmen nach 1000 TSZ zeigen für beide LEDs zwar eindeutig die Voids, Risse sind aber nicht erkennbar. Risse sind Separationen des Lots ohne eine Volumenänderung. Sie sind deshalb im X-Ray nicht sichtbar.

SAM hingegen ist in der Lage Risse zu erkennen und als weiße Bereiche in der SAM Aufnahme darzustellen. So kann das Risswachstum während der Alterung beobachtet werden. Nach 500 TSZ haben sich für beide LEDs bereits Risse gebildet, die nach 1000 TSZ weiter angewachsen sind. Der Vergleich zwischen Querschliff und SAM Aufnahme in der Schliffebene (markiert durch rote Pfeile) für LED 1 zeigt für beide ein identisches Resultat mit Rissen von der rechten und linken Seite, und einen nicht-gerissenen Bereich in der Mitte. Für LED 2 liefert der Vergleich kein identisches Rissbild. Die SAM Aufnahme mit einem inhomogenen schwarz-weiß

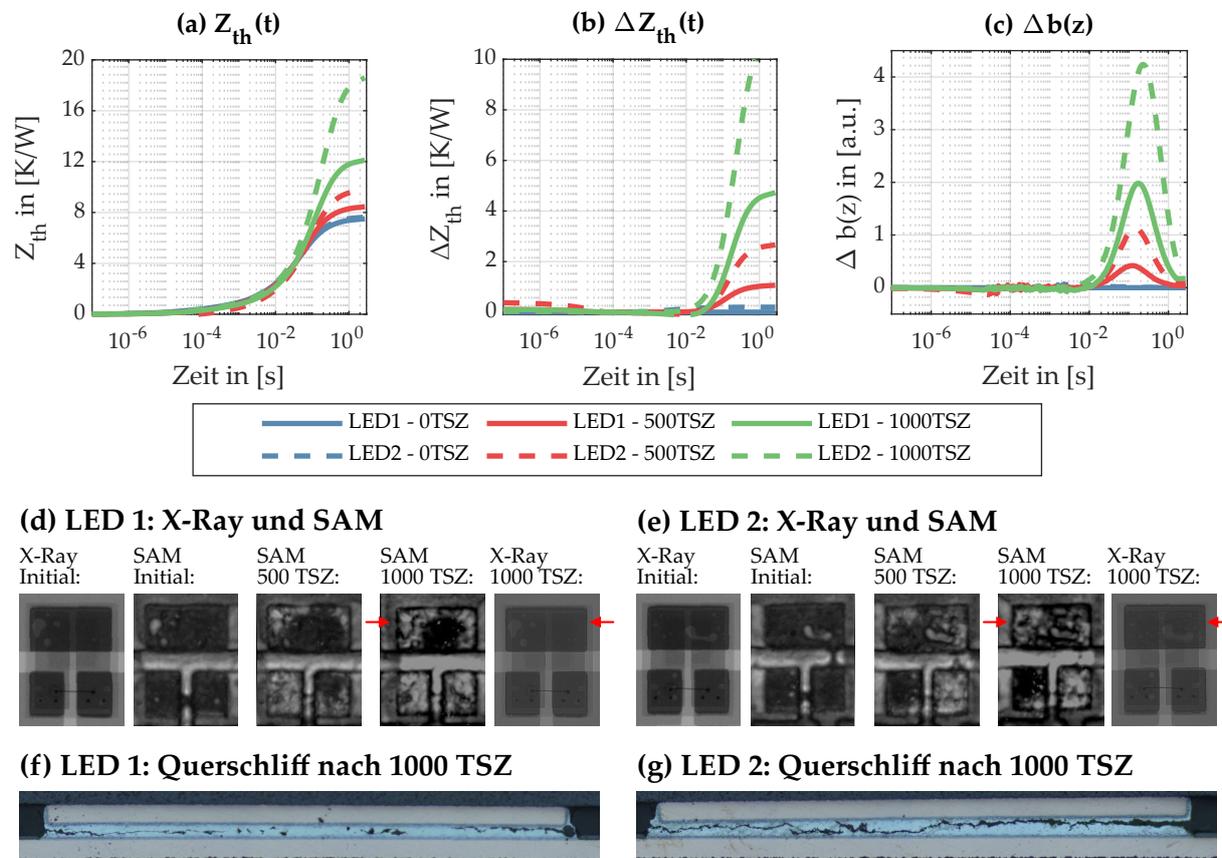


Abbildung 3.17: Analyse von Rissen in Lötstellen mittels TTA in (a), (b) & (c), X-Ray und SAM in (d) & (e) und Querschliffen (f) & (g) zu verschiedenen Alterungszuständen. In den X-Ray bzw. SAM Bildern nach 1000 TSZ ist die Querschliffebene durch rote Pfeile markiert.

Farbverlauf in der Schliffebene deutet auf eine teilweise intakte Lötstelle hin. Der Querschliff zeigt allerdings einen vollständigen Riss durch die Lötstelle. Da der Riss nicht exakt horizontal verläuft wird die akustische Welle in manchen Bereichen nicht direkt zum Transducer reflektiert, sondern in einem anderen Winkel abgestrahlt. Deshalb werden diese Bereiche fehlinterpretiert.

Die TTA ermöglicht ebenfalls die Detektion von Rissen. Im Gegensatz zu SAM können die Risse zwar nicht ortsbezogen aufgelöst werden, dafür erlaubt die TTA die Bestimmung des exakten thermischen Einflusses. Mit allen drei TTA-Auswertemethoden sind Risse und auch das Risswachstum eindeutig zu erkennen. Im Vergleich zur initialen Vermessung steigen $Z_{th}(t)$ und $b(z)$ nach 500 TSZ bzw. 1000 TSZ erkennbar an. Für LED 2 ist der Anstieg sowohl nach 500 TSZ als auch nach 1000 TSZ deutlich stärker ausgeprägt, obwohl bei der Betrachtung der SAM Aufnahmen der Riss-Anteil, bezogen auf die gesamte Lötfläche, ungefähr gleich ist. Für LED 2 ist das linke elektrische Pad intakt, für LED 1 eine ähnliche Fläche im thermischen Pad. Da der thermische Einfluss des Risses wichtiger für die Zuverlässigkeit der LEDs ist als die Position, liefert die TTA die relevanteren Ergebnisse.

3.4.2 Untersuchung von Sinterverbindungen

Die Qualität von Silber- und Kupfer-Sinterverbindungen ist maßgeblich von der erreichten Porosität abhängig. Je geringer die Porosität desto besser. Druck, Temperatur und Zeit des Sinterprozesses müssen optimiert werden, um möglichst gute Ergebnisse zu erzielen. Neben einer zu hohen Porosität sind Sinterverbindungen sehr anfällig für Delaminationen bzw. nicht gesinterte Bereiche aufgrund geringster Verunreinigungen. Eine Kontrolle und Bewertung von Sinterverbindungen ist essentiell für die Entwicklung neuer Pasten, für die Optimierung der Sinter-Prozessparameter und die Detektion von Produktionsfehlern.

Eine Analyse von Sinterverbindungen mittels TTA, X-Ray und SAM ist in Abbildung 3.18 zusammengefasst. Als Messobjekt dient ein $5,3\text{ mm}^2$ Bare Die MOSFET, der mit Kupfer-Sinterpaste auf einen vergoldetes Kupferblech gesintert wurde. Untersucht wurden drei verschiedene Pasten. Der Aufbau der Messprobe ist in Abbildung 3.18 (d) zu sehen. Die Sinterstelle dient in diesem Aufbau als Die-Attach [32].

Die Bewertung von Sinterstellen ist mit X-Ray nicht möglich. Die Porosität ist zu fein, um aufgelöst zu werden. Für den gegebenen Aufbau ist selbst die Detektion des Chips schwer, da das Kupferblech deutlich mehr Einfluss auf die Röntgenstrahlung hat, als der dünne Chip und die dünne Sinterverbindung.

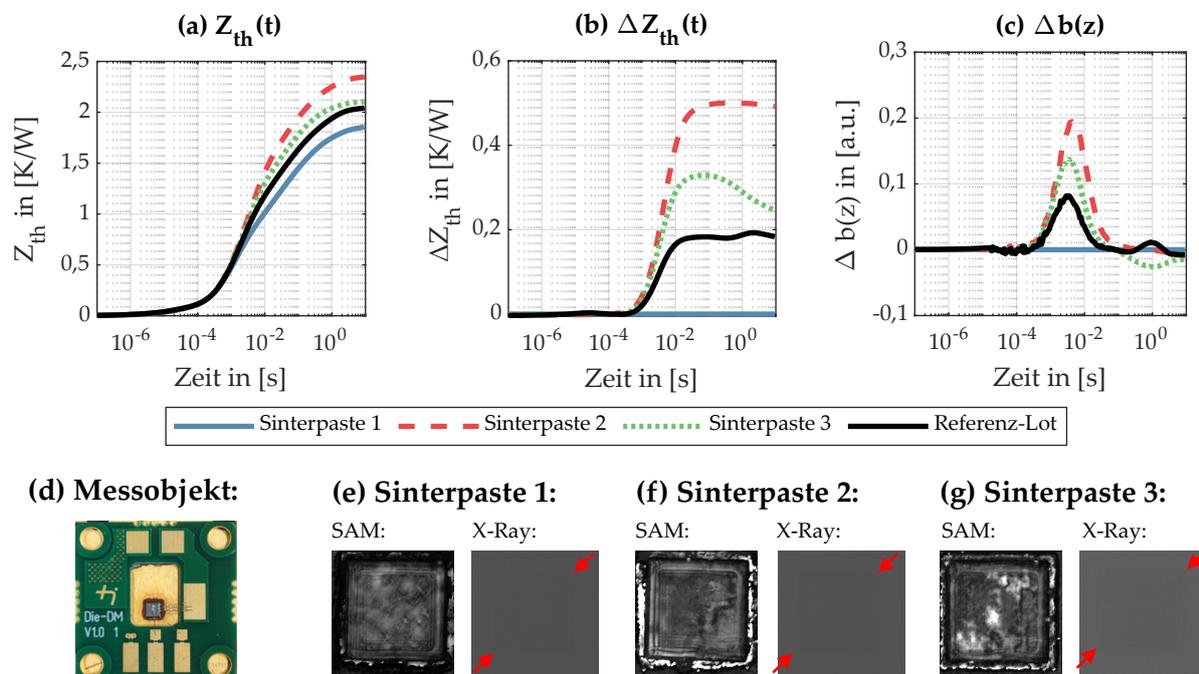


Abbildung 3.18: Analyse von Sinterverbindungen mittels TTA in (a), (b) & (c), X-Ray und SAM in (e), (f) & (g) anhand von drei Bare Die MOSFETs, die mit verschiedenen Sinterpasten auf ein vergoldetes Kupferblech gesintert wurden (d). In den X-Ray Aufnahmen ist die Die Kante nur schwer erkennbar und deshalb mit roten Pfeilen markiert.

Im Gegensatz zu X-Ray ermöglicht SAM eine Bewertung von Porosität und Delaminationen. An beiden wird die akustische Welle reflektiert. Bei Betrachtung der SAM Aufnahme der drei Sinterproben zeigt sich für alle eine inhomogene Farbverteilung, wobei Sinterpaste 1 und 2 ein insgesamt dunkles und damit gutes Ergebnis erzielen. Sinterpaste 3 weist mehrere Delaminationen (helle Flecken) auf. Welche der drei Pasten thermisch am besten abschneidet, kann mit SAM nicht eingeordnet werden. Ebenso wenig ist ein Vergleich zu Lötverbindungen möglich [35].

Für Sinterverbindungen liefert die TTA die besten Ergebnisse. Alle drei Bewertungs-Methoden in Abbildung 3.18 zeigen deutliche Unterschiede zwischen den Pasten. Ein Vergleich mit herkömmlicher Lötpaste ist ebenfalls möglich. Sinterpaste 1 erreicht in der TTA die besten thermischen Eigenschaften und schneidet besser als die Lötreferenz ab. Die anderen beiden Pasten liefern schlechtere Ergebnisse. Sinterpaste 2 mit einem guten Ergebnisse in SAM zeigt sogar die schlechtesten thermischen Eigenschaften.

3.4.3 Untersuchung von Klebeverbindungen

Klebstoffe werden häufig als letzte Verbindungsschicht zum Kühlkörper verwendet. Etwaige Schäden z.B. durch verstopfte Dispensköpfe müssen verhindert werden, um den gewünschten Wärmestrom in Halbleiter und Substrat zu erreichen. Eine Kontrolle ist deshalb auch für Klebeverbindungen notwendig.

Eine Analyse von Klebeverbindungen mittels TTA, X-Ray und SAM ist in Abbildung 3.19 zusammengefasst. Untersucht wurden auf DBC gelötete MOSFETs, die mit Klebstoff auf einem Kühlkörper montiert wurden (siehe Abbildung 2.8). Für MOSFET 2 und 3 wurde der Klebstoff vor dem Aushärten teilweise entfernt. Für MOSFET 2 direkt unter dem MOSFET, für MOSFET 3 in der unteren Hälfte der DBC (markiert durch rot gestrichelte Rechtecke). MOSFET 1 dient als Referenz ohne eine Manipulation des Klebstoffs.

Die Inspektion mit X-Ray zeigt keinen Unterschied zwischen den drei Bauteilen. Bei genauerer Betrachtung können zwar wenige kleine Voids in der Lötstelle erkannt werden, die Manipulation des Klebstoffs ist aber nicht sichtbar. Aufgrund der nicht-metallischen Zusammensetzung des Klebstoffs ist X-Ray für deren Untersuchung ungeeignet.

Mit SAM ist es möglich, die Manipulation von MOSFET 3 zu detektieren. Die untere Hälfte der DBC, in der der Klebstoff entfernt wurde, ist deutlich heller. Für MOSFET 2 ist die Manipulation nicht erkennbar. MOSFET und Lötstelle über dem relevanten Bereich verhindern eine Inspektion der Klebstoffschicht. Aufgrund der limitierten Eindringtiefe ist die Anwendbarkeit von SAM auf Klebeverbindungen stark vom thermischen Aufbau abhängig.

Die TTA ermöglicht auch für Klebeverbindungen die exakte Bestimmung des thermischen Einflusses der Manipulation bzw. des Schadens. Alle drei TTA-Bewertungsmethoden zeigen eine thermische Verschlechterung aufgrund der Manipulationen. Dabei hat das Entfernen des Klebers unterhalb von MOSFET 2 deutlich stärkeren Einfluss als das Entfernen des Klebstoffs ne-

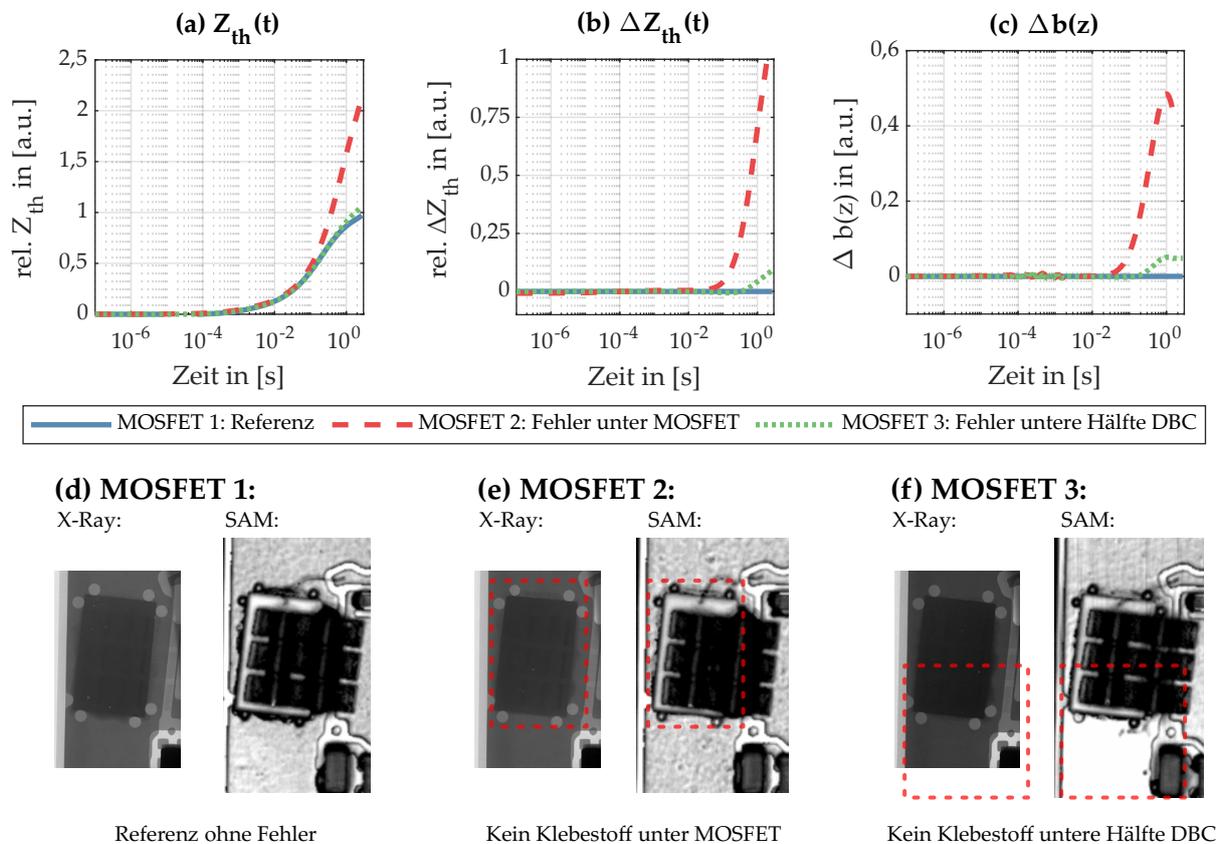


Abbildung 3.19: Analyse von Klebeverbindungen mittels TTA in (a), (b) & (c), X-Ray und SAM in (d), (e) & (f) anhand von drei MOSFETs mit verschiedenen Klebstoffmanipulationen. Die Bereiche mit fehlendem Klebstoff sind durch rot gestrichelte Rechtecke markiert.

ben dem MOSFET für MOSFET 3. Der Fehler, der mit SAM nicht erkannt wurde, hat thermisch deutlich gravierendere Folgen [32].

3.4.4 Modulbedingte Einschränkungen

Neben den Limitierungen der nicht-zerstörenden Testmethoden für bestimmte Fehlertypen kann es, bedingt durch den Aufbau des Messobjekts, zu weiteren Einschränkungen kommen. Die Eindringtiefe der akustischen Welle ist ein limitierender Faktor für SAM Untersuchungen. Es können dementsprechend nicht beliebig dicke Messobjekte vermessen werden. Durch eine Reduktion der Frequenz der akustischen Welle kann die Eindringtiefe zwar erhöht werden, dadurch sinkt aber die Auflösung. Des Weiteren stellen nicht-horizontale Oberflächen ein Problem für SAM dar. Dazu zählen auch Draht- und Bändchenbonds (engl. Ribbon Bonds). Durch die schiefe Ebene wird die Welle nicht zum Transducer reflektiert. Die Bereiche unterhalb der nicht-horizontalen Oberflächen können deshalb nicht ausgewertet werden (siehe schwarze Flächen in Abbildung 3.19). Für die SAM Inspektionen ist es außerdem notwendig, das Messobjekt in Wasser als Koppelmedium für die Welle zu legen. Das ist nicht für alle Messobjekte erlaubt.

Für X-Ray führen interne metallische Strukturen zu Problemen bei der Auswertung. Die X-Ray Aufnahmen der High-Power LEDs in Abbildung 3.15 und 3.16 zeigen u.a. Schatten von Durchkontaktierungen durch die Keramik (schwarze Kreise), Kupferstrukturen auf dem Keramik-Submount (dunklere Rechtecke) und Goldbumps für den Die Attach (Punkt-Muster). Alle überlappen die eigentliche Lötstelle, was die Void-Detektion erschwert. Für die TTA gibt es keine mechanischen Einschränkungen. Allerdings ist es zwingend nötig, dass das Messobjekt ein Halbleiter ist und der Halbleiter elektrisch funktionstüchtig ist.

3.4.5 Grad der Automatisierung und Messzeit

Neben der Fähigkeit möglichst viele Fehlerarten präzise zu erkennen, spielt auch der Aufwand für die Durchführung und der Grad der Automatisierung eine große Rolle für die Akzeptanz einer nicht-zerstörenden Mess-Methode. X-Ray ist das etablierteste Verfahren und kommerzielles Equipment erlaubt automatisierte In-Line Inspektionen mit einer Messdauer weit unterhalb 1 s pro Bauteil.

Kommerzielles SAM Equipment erlaubt ebenfalls eine automatisierte Messung mehrerer Bauteile hintereinander. Die Messzeit für SAM hängt dabei stark von der gewünschten Auflösung und der Größe des Inspektionsberichts ab. Im Normalfall sind jedoch mehrere Sekunden für die Messung eines Bauteils notwendig. Der Einsatz der SAM Inspektion in die Produktionslinie ist ebenfalls möglich. Die Integration ist aufgrund des Koppelmediums Wasser jedoch deutlich komplexer als für X-Ray Equipment [109].

Für die TTA steht aktuell weder automatisiertes, noch In-Line fähiges Equipment am Markt zur Verfügung. Es ist nur manuelles Equipment für Messungen im Laborbetrieb erhältlich. Die Messzeit der TTA hängt dabei maßgeblich vom thermischen Aufbau der Probe ab. Für die TTA muss das Bauteil ins thermische Gleichgewicht gebracht werden. Dadurch liegt die Messzeit gewöhnlich zwischen 5 s und 10 s. Allerdings ist die Signalqualität einer einzelnen Messung meist nicht ausreichend. Deshalb muss über mehrere Messwiederholungen gemittelt werden, was die Messzeit zusätzlich verlängert. Eine detaillierte Bewertung der notwendigen Signalqualität in der TTA folgt in Kapitel 4.1.

3.4.6 Zusammenfassung des Vergleichs

Der Vergleich von TTA, SAM und X-Ray für alle beschriebenen Kriterien ist nochmals in Tabelle 3.1 zusammengefasst. Neben der Detektierbarkeit der verschiedenen Fehlerbilder von Löt-, Sinter- und Klebeverbindungen enthält Tabelle 3.1 auch Informationen zum zeitlichen Aufwand der Messmethoden und dem Grad der Automatisierung von verfügbarem Equipment. Insgesamt bietet die TTA das größte Potential. Alle typischen Fehlerbilder sind detektierbar. Allerdings verhindert das Fehlen von automatisiertem und In-Line fähigem Messequipment einen flächendeckenden Einsatz der TTA. Hauptgrund hierfür sind die elektrische Kontaktierung der Bauteile und die langen Messzeiten. Die notwendige variable elektrische Kontaktie-

rung der Halbleiter ist für hohe Heizströme nicht möglich. Die lange Messzeit für qualitative Daten würde die Produktionsgeschwindigkeit senken. Ziel dieser Arbeit ist es, diese zwei Probleme zu lösen und automatisiertes und In-Line fähiges TTA Equipment zu entwickeln, um so das große Potential der TTA nutzen zu können.

Tabelle 3.1: Zusammenfassung des Vergleichs zwischen TTA, X-Ray und SAM für Automatisierung, verschiedene Fehlerbilder und Einschränkungen.

	X-Ray	SAM	TTA
Automatisierung			
InLine			
Messzeit pro Bauteil	<< 1 s	< 5 s	> 10 s
Lötstelle: Benetzungsfehler			
Lötstelle: Voids			
Lötstelle: Risse			
Sinterverbindungen		 / 	
Klebeverbindungen		 / 	
Einschränkungen	<ul style="list-style-type: none"> • Schatten 	<ul style="list-style-type: none"> • Wasser • Schatten • Eindringtiefe 	<ul style="list-style-type: none"> • Nur Halbleiter • El. Funktion

4 Entwicklung des Deterministischen Puls Algorithmus zur Reduktion der Messzeit

Eine der größten Herausforderungen in der TTA ist das Erzielen einer ausreichenden Signalqualität. Im Laborbetrieb kann die Signalqualität zeitaufwendig über das Mitteln von Messwiederholungen erhöht werden. Dadurch reduziert sich jedoch der Durchsatz des Mess-Equipments. Für die Produktionslinie ist eine Mittelung über Messwiederholungen aus zeitlichen Gründen ausgeschlossen. Um die Signalqualität auch ohne Messwiederholungen zu verbessern, wurde ein neues TTA-Messkonzept entwickelt [25, 26] und patentiert [27]: der Deterministische Puls Algorithmus (DPA). Bevor dieses Kapitel auf den DPA eingeht, wird erst der Einfluss der Signalqualität auf die Datenevaluation analysiert und auf die notwendige Signalqualität eingegangen. Anschließend wird der Ansatz des DPA beschrieben, das mathematische Konzept erklärt und beispielhaft angewendet, die Robustheit des DPA auf Störungen geprüft und der theoretische sowie experimentelle Vorteil qualifiziert.

4.1 Notwendige Signalqualität in der TTA

Für die analytische Bewertung des Einflusses der Signalqualität bzw. des Signal zu Rausch Abstands (engl. Signal Noise Ratio: SNR) auf die TTA wurden simulative Datensätze verwendet. Diese wurden mithilfe eines transienten thermischen finite Elemente Simulationsmodell (FE-Model) generiert. Durch den simulativen Ansatz kann der SNR exakt eingestellt werden und die Bewertung des SNR-Einflusses erfolgt in Bezug auf die rauschfreien Simulationsdaten. Das FE-Model wurde über eine Optimierung der thermischen Materialparameter auf die experimentellen Daten einer LED angepasst [36, 110]. Die rauschfreien Daten der Simulation wurden identisch zum entwickelten Messequipment generiert, d.h. mit einer Abtastfrequenz von 10 MHz für die gesamte Mess-Phase. Anschließend wurden für mehrere SNR Level (40 dB, 50 dB, 60 dB und 70 dB) jeweils 100 verrauschte Datensätze durch Überlagerung von weißem Rauschen auf die rauschfreien Simulationsdaten erzeugt. Der SNR bezieht sich dabei auf die Änderung des Signals von Anfang bis Ende der Mess-Phase.

Jeder Datensatz wurde abschließend mit dem Komprimierungs-Algorithmus in **Anhang A** komprimiert. Dieser Algorithmus ist identisch im entwickelten Messequipment implementiert, um die Datenmenge zu reduzieren. Neben der Komprimierung reduziert der Algorithmus auch das Rauschen durch Mitteln mehrerer Messpunkte im späteren Zeitbereich. Die Rausch-

reduktion bzw. SNR-Erhöhung ist in Abbildung 4.1 exemplarisch für die 50 dB Datensätze zu sehen. Durch die Komprimierung werden keine Signalinformationen beschnitten, worauf später noch genauer eingegangen wird.

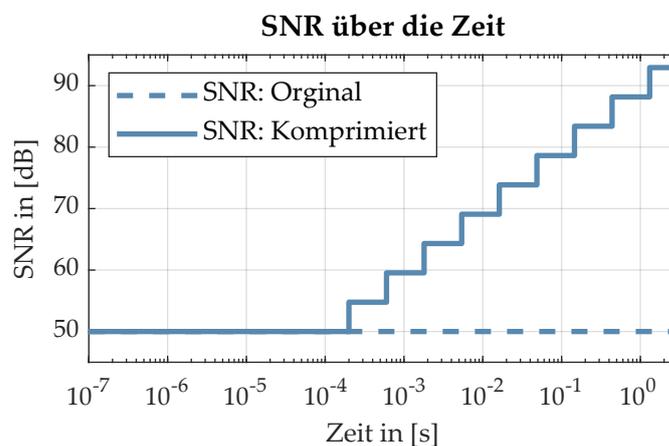


Abbildung 4.1: Erhöhung des SNR über die Zeit durch den Komprimierungs-Algorithmus. Das originale bzw. unkomprimierte Signal hat einen SNR von 50 dB.

Einfluss der Signalqualität auf die Wurzelextrapolation

Für die Analyse wurde die WEP, wie in Kapitel 3.1.4 beschrieben, für zwei Intervalle auf alle Datensätze angewandt. Das frühere und kürzere Intervall 1 liegt zwischen $10 \mu\text{s}$ und $20 \mu\text{s}$, das spätere und längere Intervall 2 zwischen $20 \mu\text{s}$ und $40 \mu\text{s}$. Zur Bewertung wurde für beide Intervalle die Standardabweichung σ der extrapolierten Daten für $t = 0\text{s}$ aller Datensätze eines SNR-Levels berechnet. Die berechneten σ sind relativ zu R_{th} in Tabelle 4.1 zusammengefasst. Zusätzlich ist eine exemplarische WEP-Kurve je Intervall für 40 dB in Abbildung 4.2 zu sehen. Für beide Intervalle verursacht das Rauschen eine WEP zu einem falschen Startwert, wie es in Abbildung 4.2 zu sehen ist. Die exemplarischen Kurven zeigen eine Verschiebung um ca. $0,3 \text{ K/W}$ bzw. $0,1 \text{ K/W}$. Das längere Intervall liefert dabei genauere Ergebnisse, da mehrere Datenpunkte für die Berechnung zu Verfügung stehen. Insgesamt verursacht das Rauschen nur bei einem SNR von 40 dB eine signifikante Störung. Für Intervall 1 ergibt sich hier eine

Tabelle 4.1: Standardabweichung der WEP zu $t = 0$ für zwei Intervalle aufgrund von mehreren Rauschpegeln.

SNR	σ	
	Intervall 1 ($10 \mu\text{s} - 20 \mu\text{s}$)	Intervall 2 ($20 \mu\text{s} - 40 \mu\text{s}$)
40dB	1,04%	0,63%
50dB	0,31%	0,23%
60 dB	0,10%	0,07%
70dB	0,03%	0,02%
80dB	0,01%	0,01%
∞	0,00%	0,00%

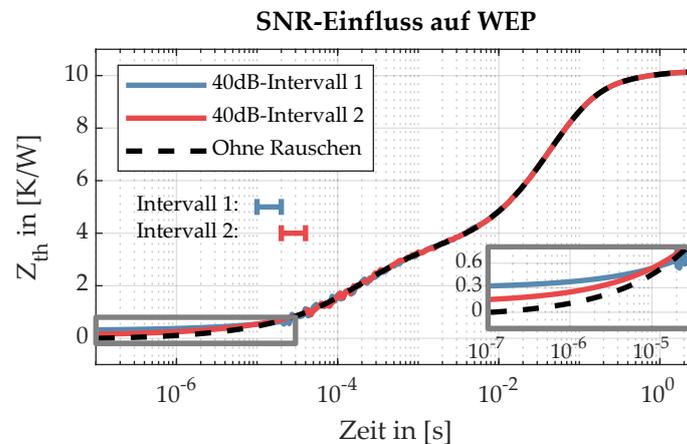


Abbildung 4.2: Einfluss von Rauschen auf die WEP anhand exemplarischer Datensätze inkl. Fokus auf relevanten Bereich.

Streuung des R_{th} aufgrund des Rauschens von 1,06 %, was bei einem Grenzwert von z.B. 10 % zu einer falschen Einordnung von ausgefallenen Bauteilen führen kann.

Einfluss der Signalqualität auf die normierte logarithmische Ableitung $B(z)$

Für die Bewertung des Einflusses der Signalqualität auf die normierte logarithmische Ableitung $B(z)$ wurden die Rechenschritte, wie in Kapitel 3.1.4 beschrieben, ausgeführt. Die Normierung wurde für zwei Intervalle durchgeführt. Das kürzere Intervall 1 liegt zwischen 40 μ s und 200 μ s, das längere Intervall 2 zwischen 20 μ s und 500 μ s. Zur Bewertung wurde die Standardabweichung des Maximums B_{max} über alle Datensätze eines SNR-Levels für beide Intervalle berechnet. Die berechneten σ sind in Tabelle 4.2 zusammengefasst. Zusätzlich ist eine exemplarische Kurve je Intervall für 50 dB in Abbildung 4.3 zu sehen.

Durch die Ableitung reagiert diese Auswertungs-Methode deutlich empfindlicher auf Rauschen. Gut zu erkennen ist, dass durch den Komprimierungs-Algorithmus das Rauschen für spätere Zeiten reduziert wird. In den Normierungs-Intervallen, die früh gewählt werden müssen, ist das Rauschen allerdings noch stark präsent, was Einfluss auf die Normierung und damit auch auf B_{max} hat. Wenn man den typischen Schwellwert 0,05 als Ausfallkriterium defi-

Tabelle 4.2: Standardabweichung von $B(z)$ bzw. B_{max} aufgrund mehreren Rauschpegeln für Normierung in zwei Intervalle.

SNR	σ	
	Intervall 1 (40 μ s - 200 μ s)	Intervall 2 (20 μ s - 500 μ s)
40dB	0,074	0,051
50dB	0,014	0,013
60 dB	0,003	0,002
70dB	0,001	0,001
80dB	0,000	0,000
∞	0,000	0,000

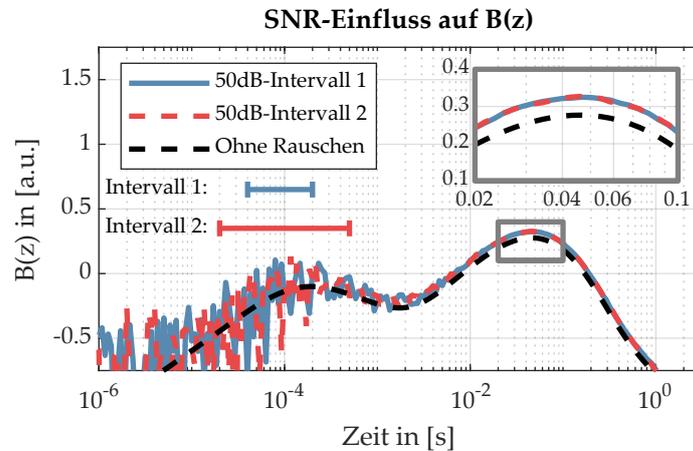


Abbildung 4.3: Einfluss von Rauschen auf $B(z)$ anhand exemplarischer Datensätze inkl. Fokus auf relevanten Bereich.

niert, ist eine SNR von ca. 60 dB notwendig. Bei kleineren SNR ist die Streuung aufgrund des Rauschens in der gleichen Größenordnung wie der Schwellwert selbst. Ein längeres Normierungs-Intervall bringt hier weniger Vorteile als bei der WEP.

Einfluss der Signalqualität auf das Zeitkonstanten-Spektrum $R'_{th}(\tau)$

Für die Analyse wurde das Zeitkonstanten-Spektrum $R'_{th}(\tau)$, wie in Kapitel 3.1.4 beschrieben, berechnet. Zur Bewertung wurde die durchschnittliche Übereinstimmung zum rauschfreien $R'_{th}(\tau)$ mittels Kreuzkorrelation über alle Datensätze eines SNR-Levels bestimmt. Die Ergebnisse sind in Tabelle 4.3 zusammengefasst. Zusätzlich ist eine exemplarische Kurve je SNR-Level in Abbildung 4.4 zu sehen.

Im frühen Zeitbereich sind die Abweichungen aufgrund des Rauschens stärker ausgeprägt. Durch den Komprimierungs-Algorithmus ist $R'_{th}(\tau)$ für spätere Zeiten für alle SNR-Level identisch zum rauschfreien Spektrum. Für 60 dB wird bereits eine durchschnittliche Übereinstimmung von 99,92 % erreicht, wobei die Abweichungen im Bereich bis 1 ms (grüne Linie) noch erkennbar sind. Für kleinere SNR sinkt die Übereinstimmung und eine Bewertung von $R'_{th}(\tau)$ ist nicht mehr möglich (blaue und rote Linie). Deshalb ist auch für diese Auswertungs-Methode ein SNR von ca. 60 dB notwendig.

Tabelle 4.3: Einfluss mehrerer Rauschpegel auf $R'_{th}(\tau)$ bewertet durch Kreuzkorrelation.

SNR	Übereinstimmung
40dB	88,33%
50dB	99,00%
60 dB	99,92%
70dB	99,99%
80dB	100,0%
∞	100,0%

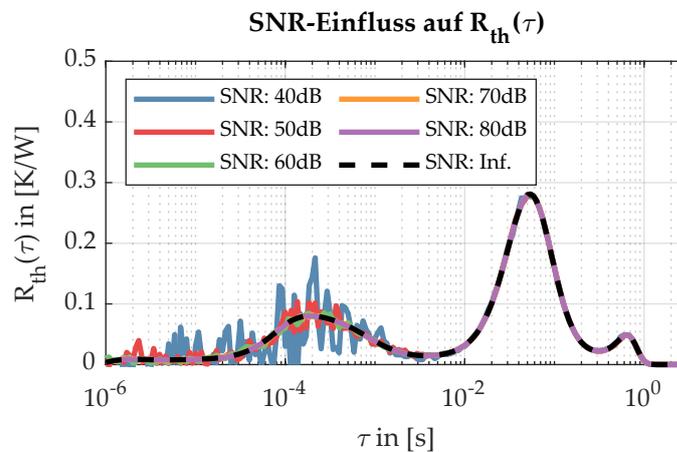


Abbildung 4.4: Einfluss von Rauschen auf $R'_{th}(\tau)$ anhand exemplarischer Datensätze.

Zusammenfassung: Einfluss der Signalqualität

Alle drei Prüfungen haben gezeigt, dass eine unzureichende Signalqualität die Ergebnisse der TTA verfälschen kann. Für die WEP ist ein SNR von ca. 50 dB notwendig. Für die komplexeren Auswertungen $B(z)$ und $R'_{th}(\tau)$ sind ca. 60 dB SNR notwendig. Der Marktführer gibt zwar einen SNR von 66 dB für sein Equipment an [24], dieser wird aber in der Praxis nicht erreicht. Typischerweise werden SNR zwischen 50 dB und 60 dB erzielt.

Die graphischen Darstellungen des SNR-Einflusses auf $B(z)$ und $R'_{th}(\tau)$ zeigen, dass das Rauschen durch den Komprimierungs-Algorithmus für spätere Zeiten reduziert wurde. Die Signalqualität muss nur im frühen Zeitbereich erhöht werden. Genau das ist der Ansatzpunkt des DPA.

4.2 Konzept des Deterministischen Puls Algorithmus

Bevor auf den DPA eingegangen wird, erfolgt an dieser Stelle eine kurze Begriffsdefinition. Die Terminologie ist dabei aus der Systemtheorie übernommen und wird auf das Gebiet der TTA adaptiert:

- **(Leistungs-)Sprung:** Sprunghafte Änderung der Leistung zu einem Zeitpunkt
- **(Leistungs-)Phase:** Zeitintervall mit konstanter Leistung
- **(Leistungs-)Puls:** Ein positiver und ein negativer Leistungssprung, die aufeinander folgen
- **Sprungantwort:** (Temperatur-)Antwort auf einen einzelnen Leistungssprung
- **(System-)Antwort:** (Temperatur-)Antwort auf mehrere überlagerte Leistungssprünge

4.2.1 Rauschreduktion durch Mittelung

Wie im vorherigen Unterkapitel beschrieben, ist die Signalqualität der TTA in der Praxis meist nicht ausreichend, um alle Auswertungsverfahren sicher durchführen zu können. Wenn davon ausgegangen wird, dass Mess-Equipment, Messeinstellungen und Signalfilterung bereits optimal gewählt sind, ist die Mittelung über mehrere Messwiederholungen ein probates Mittel, um die Signalqualität zu verbessern. Durch die Mittelung über m Messwiederholungen lässt sich der SNR wie folgt erhöhen [111]:

$$SNR_{Mittelung} = \sqrt{m} \cdot SNR_{Einzelmessung} \quad (4.1)$$

Allerdings ist die Mittelung über Messwiederholungen sehr zeitintensiv, da für jede einzelne Heiz- und Mess-Phase das thermische Gleichgewicht erreicht werden muss. Anderenfalls entspricht die Systemantwort nicht der Definition von $Z_{th}(t)$ als Sprungantwort bezogen auf einen einzelnen Leistungssprung (von P_{Heiz} zu P_{Mess}).

Wenn ein Messobjekt 5 s benötigt, um sein thermisches Gleichgewicht zu erreichen, verlängert sich die Messzeit von 10 s (5 s Heiz- plus 5 s Mess-Phase) auf 40 s, um eine Verdoppelung des SNR zu erreichen (entspricht 6 dB). Für eine Vervierfachung des SNR sind bereits 160 s Messzeit notwendig. Für zeitunkritische Analysen z.B. Einzelmessungen auf Laborebene ist die Mittelung über Messwiederholungen deshalb sinnvoll, wenn auch nur bis zu einer gewissen Anzahl an Wiederholungen und mit deutlichem zeitlichen Mehraufwand. Für den Einsatz der TTA zur Qualitätssicherung in einer Produktionslinie ist die Verbesserung der Signalqualität über Mittelung allerdings ausgeschlossen.

4.2.2 Bandbreite von $Z_{th}(t)$

Alternativ zur zeitintensiven Mittelung über Messwiederholungen kann das Rauschen auch durch einen Tiefpassfilter reduziert werden. Dabei besteht allerdings die Gefahr, dass durch eine zu niedrig gewählte Grenzfrequenz auch Signalinformationen beschnitten werden. Aufgrund des Aufbaus aus mehreren RC-Knoten (siehe Kapitel 3.1.3) bietet $Z_{th}(t)$ für die Tiefpassfilterung aber einen Vorteil. Die Bandbreite von $Z_{th}(t)$ nimmt mit steigender Zeit t ab. Dadurch ist es möglich, das Rauschen zu späteren Zeiten (z.B. >1 ms) durch einen Tiefpass mit niedriger Grenzfrequenz ausreichend zu reduzieren, ohne dabei Informationen zu beschneiden. Eine Reduzierung des Rauschens durch zeitintensives Mitteln ist deshalb nur für frühere Zeiten (z.B. <1 ms) notwendig. Diese Eigenschaft wurde bereits beim Komprimierungs-Algorithmus in **Anhang A** ausgenutzt.

Um diesen Zusammenhang zu beweisen, wird die zeitabhängige Bandbreite (engl. Bandwidth) $BW(t)$ von $Z_{th}(t)$ bestimmt. Dazu wird ein einzelner RC-Knoten i aus dem thermischen Cauer-Netzwerk betrachtet. Dieser besitzt die thermische Teil-Impedanz $Z_{th,RCi}(t)$ (vgl. Formel (3.2)):

$$Z_{th,RCi}(t) = R'_{th,i} \cdot (1 - e^{-t/\tau_i}); \quad \text{mit } \tau_i = C'_{th,i} \cdot R'_{th,i} \quad (4.2)$$

Durch einseitige Fourier-Transformation kann das Frequenzspektrum $S_{RCi}(f)$ des RC-Knoten i berechnet werden [112]. Die einseitige Fourier-Transformation wird gewählt, da $Z_{th}(t) = 0$ für $t < 0$ gilt:

$$S_{RCi}(f) = R'_{th,i} \cdot \left(2\pi \cdot \delta(2\pi \cdot f) + \frac{1}{1/\tau_i + j2\pi \cdot f} \right) \quad (4.3)$$

Aus $S_{RCi}(f)$ wird anschließend der Betrag des Frequenzspektrums $|S_{RCi}(f)|$ berechnet. Dazu wird nur der frequenzabhängige Term (der Bruch) aus (4.3) betrachtet. Der frequenzunabhängige Term (der Dirac Pulse $\delta(2\pi \cdot f)$) hat nur bei 0 Hz Einfluss auf das Spektrum:

$$|S_{RCi}(f)| = \frac{R'_{th,i}}{\sqrt{(1/\tau_i)^2 + (2\pi \cdot f)^2}} \quad (4.4)$$

Um $BW(t)$ zu bestimmen, wird die Grenzfrequenz $f_g(t)$ für eine Dämpfung von $|S_{RCi}(f)|$ um -3 dB definiert und $BW(t)$ auf das Spektrum von 0 Hz bis $f_g(t)$ festgelegt. Dadurch sind $BW(t)$ und $f_g(t)$ identisch. Unter der Annahme, dass der RC-Knoten i nach $5\tau_i$ keinen Einfluss auf den weiteren Verlauf von $Z_{th}(t)$ hat, da er bereits 99,3% seines Endwerts erreicht hat, gilt für die $BW(t)$ von $Z_{th}(t)$:

$$BW(t) = f_g(t) = \frac{1}{2\pi \cdot t/5} \quad (4.5)$$

Es ergibt sich ein indirekt proportionaler Zusammenhang zwischen $BW(t)$ und t . Umso später der Messzeitpunkt in $Z_{th}(t)$, desto geringer ist die Bandbreite. Der Zusammenhang von (4.5) ist in Abbildung 4.5 graphisch dargestellt. Zum Zeitpunkt $1 \mu\text{s}$ hat $Z_{th}(t)$ noch eine Bandbreite von 0,80 MHz, während sich die Bandbreite bei 1 ms bereits auf 0,80 kHz reduziert hat. Deshalb ist eine Rauschreduktion durch Tiefpassfiltern mit niedriger Grenzfrequenz zu späteren Zeiten möglich, ohne dabei Informationen zu beschneiden.

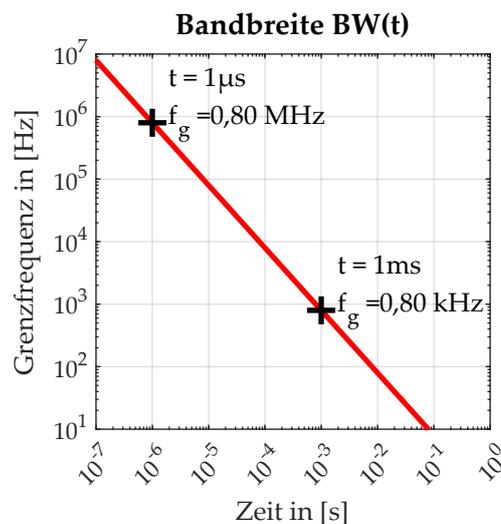


Abbildung 4.5: Zeitabhängige Bandbreite $BW(t)$ bzw. Grenzfrequenz $f_g(t)$ von $Z_{th}(t)$. Zu späteren Zeiten reduziert sich $BW(t)$, was stärkeres Tiefpassfiltern ermöglicht.

4.2.3 Puls-Sequenz des Deterministischen Puls Algorithmus

Der DPA nutzt die abnehmende $BW(t)$ von $Z_{th}(t)$ aus, um die Signalqualität der TTA zu erhöhen. Im späteren Zeitbereich (z.B. > 1 ms) wird das Rauschen durch Tiefpassfilterung reduziert, ohne dabei Informationen zu beschneiden. Im frühen Zeitbereich ist das aufgrund der höheren Bandbreite nicht möglich. Deshalb muss hier das Rauschen durch Mittelung über Messwiederholungen reduziert werden.

Um nur im frühen Zeitbereich zu Mitteln, wird die Standard TTA Sequenz um eine vorherige deterministische Puls (DP) Sequenz aus n kurzen Heiz-Phasen und n kurzen Mess-Phasen ergänzt. Alle Heiz- und Mess-Phasen haben dabei die gleiche Länge t_{DP} und sind deutlich kürzer als die Phasen t_{Heiz} und t_{Mess} in der Standard TTA Sequenz. Die gesamte DPA TTA Sequenz ist in Abbildung 4.6 dargestellt. Insgesamt wird die notwendige Messzeit nur um die Dauer der DP Sequenz mit $t_{DP-Sq.} = 2n \cdot t_{DP}$ verlängert.

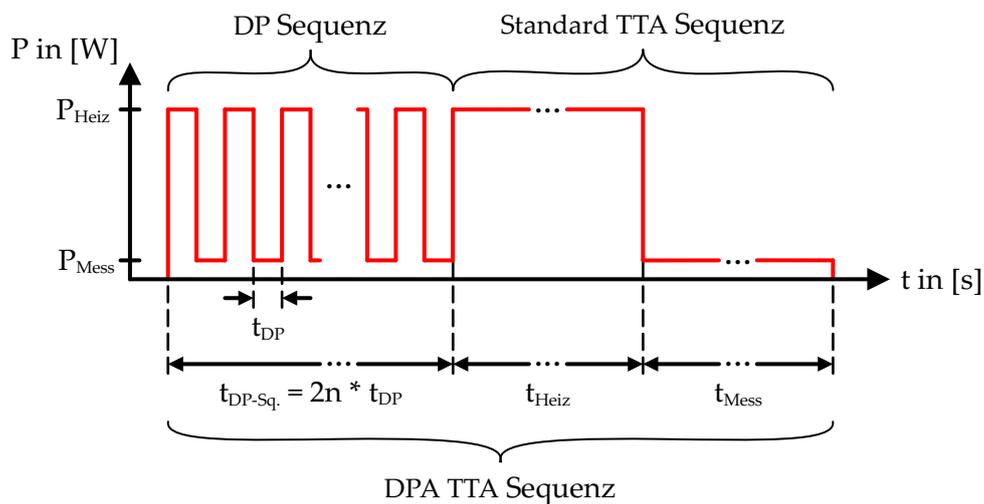


Abbildung 4.6: DPA TTA Sequenz aus den Teilen DP Sequenz mit n kurzen Heiz- und Mess-Phasen mit der Länge t_{DP} und Standard TTA Sequenz. t_{Heiz} und t_{Mess} sind dabei deutlich länger als $t_{DP-Sq.}$.

Die Mittelung für den frühen Zeitbereich erfolgt über alle n Mess-Phasen in der DP Sequenz. Allerdings wird während keiner der kurzen Heiz- und Mess-Phasen das thermische Gleichgewicht des Messobjekts erreicht. Dafür ist t_{DP} deutlich zu kurz. Die System- bzw. Temperaturantworten während der Mess-Phasen der DP Sequenz entsprechen deshalb nicht der System- bzw. Temperaturantwort während der Mess-Phase der Standard TTA Sequenz.

Bei der Standard TTA Sequenz wurde darauf geachtet, dass während der Heiz-Phase das thermische Gleichgewicht erreicht wird. Somit ist die Antwort während der Mess-Phase nur vom Leistungssprung von Heiz- auf Mess-Phase abhängig. Die Antwort entspricht deshalb der Sprungantwort des Systems und kann direkt in $Z_{th}(t)$ umgerechnet werden.

Für die Antworten in der DP Sequenz trifft das nicht zu. Nicht nur der letzte Leistungssprung

bestimmt die Antwort, sondern auch alle vorherigen Leistungssprünge. Bevor also gemittelt werden kann, muss zuerst die Sprungantwort auf den letzten Leistungssprung aus der gemessenen Antwort ermittelt werden. Grundlage hierfür ist das Superpositionsprinzip.

4.2.4 Superpositionsprinzip angewandt auf $Z_{th}(t)$

Das Superpositionsprinzip von Sprungantworten gilt allgemein für alle linearen zeitinvarianten Systeme. Somit gilt es auch für die linearen zeitinvarianten $Z_{th}(t)$ und wird genutzt, um aus einem Leistungsverlauf mit mehreren Leistungssprüngen den resultierenden Temperaturverlauf zu bestimmen. Dabei werden die Sprungantworten der einzelnen Leistungssprünge zeitlich verschoben überlagert [113,114]:

$$\Delta T(t) = \sum_{i=1}^n \Delta P_i \cdot Z_{th}(t + t_i), \quad (4.6)$$

mit dem Leistungssprung ΔP_i zum Zeitpunkt t_i und der Anzahl aller vorherigen Leistungssprüngen n .

Um ein besseres Verständnis für das Superpositionsprinzip und dessen Verwendung im DPA zu schaffen, wird es anhand der ersten Leistungssprünge in der DP Sequenz graphisch erklärt. Dafür ist in Abbildung 4.7 (a) der Leistungsverlauf des Anfangs der DP Sequenz und in (b) der resultierende Temperaturverlauf dargestellt. Der Leistungsverlauf besteht aus fünf Leistungssprüngen, die den Verlauf in fünf Phasen unterteilt. Dabei werden die Heiz-Phasen jeweils durch die positiven Leistungssprünge ΔP_0 , ΔP_2 und ΔP_4 von 0 W auf 3 W eingeleitet. Die Mess-Phasen durch die negativen Leistungssprünge ΔP_1 und ΔP_3 von 3 W auf 0 W. Alle Heiz- und Mess-Phasen haben die gleiche Länge $t_{DP} = 1$ ms.

Der aus dem Leistungsverlauf resultierende Temperaturverlauf $\Delta T_{\Sigma}(t)$ ist in (b) als schwarze Linie dargestellt. $\Delta T_{\Sigma}(t)$ ist, basierend auf den einzelnen Heiz- und Mess-Phasen, in Intervalle unterteilt, die jeweils durch den Text $\Delta T_{\Sigma,i}(t)$ über der schwarzen Linie markiert sind. Zusätzlich sind die Temperatur-Sprungantworten $\Delta T_{\sigma,i}(t)$ auf die einzelnen Leistungssprünge ΔP_i als rote Linien für $t < 1$ ms und graue Linien mit unterschiedlichen Markern für $t > 1$ ms eingezeichnet.

In der ersten Heiz-Phase von 0 ms bis 1 ms entspricht $\Delta T_{\Sigma,0}(t)$ der Sprungantwort $\Delta T_{\sigma,0}(t)$, da kein weiterer Leistungssprung vorher auftrat. In der ersten Mess-Phase von 1 ms bis 2 ms überlagern sich bereits $\Delta T_{\sigma,1}(t)$ und $\Delta T_{\sigma,0}(t+1$ ms), was in Summe $\Delta T_{\Sigma,1}(t)$ ergibt. Aufgabe des DPA ist es, aus dem messbaren $\Delta T_{\Sigma,1}(t)$ die $\Delta T_{\sigma,1}(t)$ zu berechnen. Bildlich heißt das, aus der messbaren schwarzen Linie muss die rote Linie berechnet werden. $\Delta T_{\sigma,1}(t)$ kann dann zur Mittelung verwendet werden. Für die Berechnung wird der zeitabhängige Offset $T_{\text{Offset},1}(t)$ (grau staffierte Fläche) von $\Delta T_{\Sigma,1}(t)$ abgezogen. Der Offset wird dabei durch die Sprungantworten aller vorherigen Leistungssprünge in diesem Zeitintervall bestimmt. Graphisch entspricht das allen grauen Linien im gegebenen Zeitintervall. Für $T_{\text{Offset},1}(t)$ ist das nur $\Delta T_{\sigma,0}(t+1$ ms).

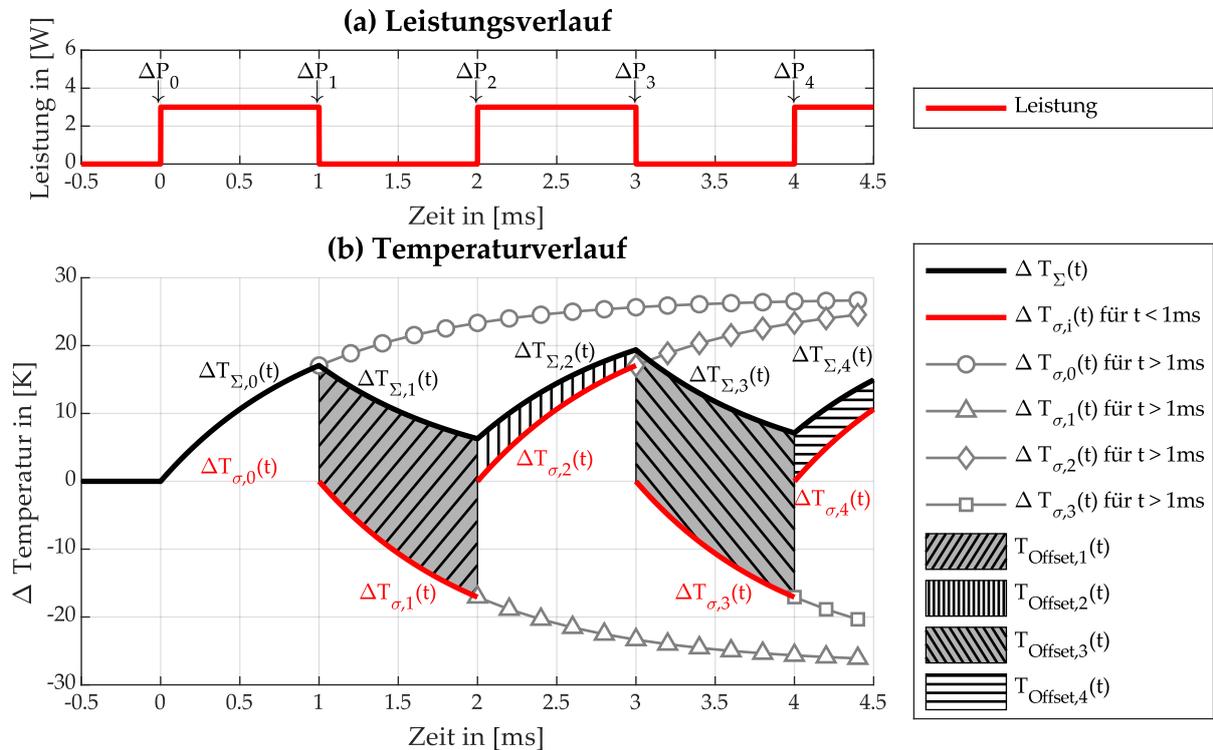


Abbildung 4.7: Temperaturverlauf aufgrund des Superpositionsprinzips während der Deterministischen Puls Sequenz mit (a) Leistungsverlauf aus den ersten fünf Leistungssprüngen und (b) resultierendem Temperaturverlauf und Temperaturantworten auf einzelne Leistungssprünge.

In der zweiten Heiz-Phase von 2 ms bis 3 ms überlagern die drei Sprungantworten $\Delta T_{\sigma,2}(t)$, $\Delta T_{\sigma,1}(t+1 \text{ ms})$ und $\Delta T_{\sigma,0}(t+2 \text{ ms})$. $T_{\text{Offset},2}(t)$ (staffierte weiße Fläche) wird dementsprechend aus $\Delta T_{\sigma,1}(t+1 \text{ ms})$ und $\Delta T_{\sigma,0}(t+2 \text{ ms})$ berechnet.

Dieses Schema setzt sich über alle weiteren Heiz- und Mess-Phasen fort. Für den folgenden Offset muss jeweils eine Sprungantwort mehr mit einbezogen werden. Allerdings sind für die Berechnung aller Offsets ausschließlich Ausschnitte aus der Sprungantwort für $t > 1 \text{ ms}$ bzw. $t > t_{DP}$ notwendig. Hier liegt die grundlegende Idee des DPA. Diese Abschnitte werden aus der Sprungantwort der Standard TTA Sequenz herangezogen. Durch die vorherige Filterung mit einem Tiefpass wurde das Rauschen hier stark reduziert. Das Rauschen auf den Offsets $T_{\text{Offset},i}(t)$ ist dementsprechend deutlich geringer als auf den gemessenen Antworten $\Delta T_{\Sigma,i}(t)$. Bei der Berechnung von $\Delta T_{\sigma,i}(t)$ aus $\Delta T_{\Sigma,i}(t)$ und $T_{\text{Offset},i}(t)$ wird das Rauschen deshalb nur minimal erhöht. Durch den DPA und die DPA TTA Sequenz stehen dann n $\Delta T_{\sigma,i}(t)$ für die Mittelung zur Verfügung. So kann das Rauschen im frühen Zeitbereich durch Mittelung auch ohne das Erreichen des thermischen Gleichgewichts und damit mit nur geringem zeitlichen Mehraufwand reduziert werden.

4.2.5 Gesamtablauf des Deterministischen Puls Algorithmus

Der Gesamtablauf des DPA ist in Abbildung 4.8 graphisch beschrieben. Das zu vermessende Bauteil wird im ersten Schritt mit der DPA TTA Sequenz angeregt und die Temperaturantwort aufgezeichnet. Anschließend werden die Antworten während der einzelnen Mess-Phasen herausgelöst. Dadurch erhält man n Antworten aus der DP Sequenz und die Sprungantwort der Standard TTA Sequenz. Der Algorithmus kann grundsätzlich auch mit den Antworten der Heiz-Phasen arbeiten. Allerdings verhindern die langsamere Umschaltzeit der Leistung und das höhere Rauschen während der Heiz-Phase eine Auswertung. Deshalb werden nur die Antworten der Mess-Phasen verwendet. Aus der Sprungantwort der Standard TTA Sequenz werden nach einer Filterung mit einem Tiefpass die n Offsets berechnet. Der jeweilige Offset wird von der zugehörigen DP Sequenz Antwort abgezogen, um n Sprungantworten für $t < t_{DP}$ zu erhalten. Über diese wird gemittelt, um die rauschreduzierte $Z_{th}(t)$ für den frühen Zeitbereich $t < t_{DP}$ zu berechnen. Aus der gefilterten Antwort der Standard TTA Sequenz wird $Z_{th}(t)$ für den späten Zeitbereich $t > t_{DP}$ bestimmt. Abschließend werden beide Teile zusammengesetzt und man erhält die rauschreduzierte $Z_{th}(t)$. Die Einzelschritte dieses komplexen Ablaufs werden im folgenden Unterkapitel detailliert mathematische beschrieben.

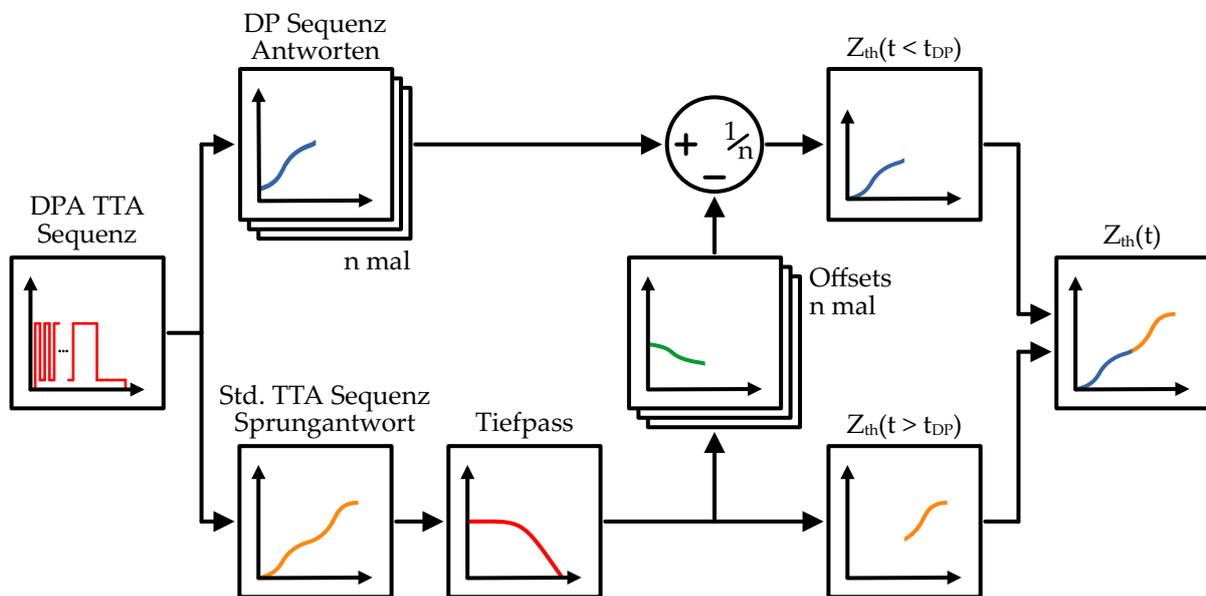


Abbildung 4.8: Ablaufdiagramm des Deterministischen Puls Algorithmus: Die Antwort des Bauteils auf die DPA TTA Sequenz wird in DP Sequenz Antworten und Standard TTA Sequenz Sprungantwort aufgeteilt. Letztere wird durch einen Tiefpass gefiltert und anschließend zur Berechnung der Offsets und $Z_{th}(t > t_{DP})$ genutzt. Die DP Sequenz Antworten werden durch Offsets in Sprungantworten umgerechnet und gemittelt, um $Z_{th}(t < t_{DP})$ zu bestimmen. Abschließend werden beide Teile zusammengesetzt, um so $Z_{th}(t)$ zu erhalten.

4.3 Mathematische Beschreibung des Deterministischen Puls

Algorithmus

Das vorherige Unterkapitel hat sich mit dem Konzept des DPA beschäftigt. Aufbauend darauf beschreibt das folgende Unterkapitel die relevanten mathematischen Berechnungen. Dazu zählt die Offset-Berechnung, die Filterung und das Zusammenfügen der $Z_{th}(t)$ Abschnitte.

4.3.1 Berechnung der Sprungantwort $Z_{th}(t)$ über Offset-Korrektur

Auf die grundsätzliche Funktionsweise des Superpositionsprinzip und wie aus der Überlagerung auf die Sprungantwort zurückgerechnet werden kann, wurde bereits in Kapitel 4.2.4 graphisch eingegangen. Im folgenden wird der Ansatz im Detail mathematisch beschrieben.

Dazu wird ein Bauteil mit der thermischen Impedanz $Z_{th}(t)$ mit einer DP Sequenz mit $2n$ Leistungssprünge ΔP_i angeregt. Die DP Sequenz besteht aus n positiven und n negativen ΔP_i , die sich beginnend mit einem positiven ΔP_i abwechseln. Die positiven ΔP_i leiten jeweils eine Heiz-Phase ein und besitzen gerade Indizes, startend von 0. Die negativen ΔP_i leiten jeweils eine Mess-Phase ein und besitzen ungerade Indizes. Der Abstand zwischen zwei ΔP_i entspricht immer t_{DP} , sodass alle Heiz- und Mess-Phasen der DP Sequenz die gleiche Länge haben. Durch die Anregung mit der DP Sequenz ergibt sich am Bauteil die Temperaturantwort $\Delta T_{\Sigma,i}(t)$, aufgeteilt auf die einzelnen Heiz- und Mess-Phasen. $\Delta T_{\Sigma,i}(t)$ bezieht sich dabei immer auf den vorherigen ΔP_i . Basierend auf dem Superpositionsprinzip berechnet der DPA die Temperatur-Sprungantworten $\Delta T_{\sigma,i}(t)$ auf den vorherigen ΔP_i aus der messbaren $\Delta T_{\Sigma,i}(t)$. Der Ablauf, sowie alle Benennungen und Nummerierungen sind identisch zu Abbildung 4.7.

An dieser Stelle wird für ein besseres Verständnis vorweggenommen, warum im Folgenden variable ΔP_i verwendet werden und keine gleichbleibenden Leistungssprünge. Zwar wird das Bauteil während aller Heiz-Phase und ebenfalls während aller Mess-Phasen identisch betrieben, Allerdings erhöht sich während der DP Sequenz die Temperatur des Bauteils und der Arbeitspunkt verschiebt sich. Dadurch sinkt z.B. bei LEDs U_F minimal und somit auch die eingepreßte Leistung. Dieser Drift des Bauteils wird durch das Miteinbeziehen variabler ΔP_i ausgeglichen. Auf den Drift wird in Kapitel 4.4.4 tiefer eingegangen.

In der Heiz-Phase nach ΔP_0 wird $\Delta T_{\Sigma,0}(t)$ ausschließlich durch die Sprungantwort $\Delta T_{\sigma,0}(t)$ auf ΔP_0 bestimmt. Kein weiterer überlagernder Leistungssprung ist vorher aufgetreten:

$$\Delta T_{\Sigma,0}(t) = \underbrace{\Delta P_0 \cdot Z_{th}(t)}_{\Delta T_{\sigma,0}(t)} \quad (4.7)$$

In der Mess-Phase nach ΔP_1 wird $\Delta T_{\Sigma,1}(t)$ bereits durch die Überlagerung der Sprungantworten $\Delta T_{\sigma,1}(t)$ und $\Delta T_{\sigma,0}(t)$ auf die Leistungssprünge ΔP_1 und ΔP_0 bestimmt. ΔP_0 tritt dabei

um t_{DP} früher auf, weshalb auch $\Delta T_{\sigma,1}(t)$ um t_{DP} verschoben wird:

$$\Delta T_{\Sigma,1}(t) = \underbrace{\Delta P_1 \cdot Z_{th}(t)}_{\Delta T_{\sigma,1}(t)} + \underbrace{\Delta P_0 \cdot Z_{th}(t + 1 \cdot t_{DP})}_{\Delta T_{\sigma,0}(t+1 \cdot t_{DP})} \quad (4.8)$$

Allgemein gilt für die Phase nach ΔP_i , unabhängig ob Heiz- oder Mess-Phase:

$$\Delta T_{\Sigma,i}(t) = \underbrace{\Delta P_i \cdot Z_{th}(t)}_{\Delta T_{\sigma,i}(t)} + \underbrace{\Delta P_{i-1} \cdot Z_{th}(t + 1 \cdot t_{DP})}_{\Delta T_{\sigma,i-1}(t+1 \cdot t_{DP})} + \dots + \underbrace{\Delta P_0 \cdot Z_{th}(t + i \cdot t_{DP})}_{\Delta T_{\sigma,0}(t+i \cdot t_{DP})} \quad (4.9)$$

Aufgabe des DPA ist es, aus der Überlagerung von Sprungantworten $\Delta T_{\Sigma,i}(t)$ die Sprungantwort $\Delta T_{\sigma,i}(t)$ auf den letzten ΔP_i für $t < t_{DP}$ zu berechnen. Deshalb werden alle vorherigen Sprungantworten zu einem Temperaturoffset $T_{\text{Offset},i}(t)$ über eine Summe zusammengefasst:

$$\Delta T_{\Sigma,i}(t) = \underbrace{\Delta P_i \cdot Z_{th}(t)}_{\Delta T_{\sigma,i}(t)} + \underbrace{\sum_{k=1}^i \Delta P_{i-k} \cdot Z_{th}(t + k \cdot t_{DP})}_{T_{\text{Offset},i}(t)} \quad (4.10)$$

So kann für jede Phase in der DP Sequenz, unabhängig ob Heiz- oder Mess-Phase, $Z_{th,i}(t)$ für $t < t_{DP}$ aus der gemessenen Temperaturantwort $\Delta T_{\Sigma,i}(t)$ des Bauteils durch den Abgleich mit $T_{\text{Offset},i}(t)$ berechnet werden:

$$Z_{th,i}(t) = \frac{1}{\Delta P_i} \cdot \left(\underbrace{\Delta T_{\Sigma,i}(t)}_{\text{Messung}} - \underbrace{T_{\text{Offset},i}(t)}_{\text{Offset}} \right) \quad (4.11)$$

Für die Berechnung der $T_{\text{Offset},i}(t)$ sind ausschließlich Abschnitte aus $Z_{th}(t)$ für $t > t_{DP}$ notwendig. Durch den späteren Zeitpunkt ist es möglich, das Rauschen auf diese $Z_{th}(t)$ -Abschnitte durch Filterung über einen Tiefpass zu reduzieren, weshalb auch $T_{\text{Offset},i}(t)$ rauschärmer als $\Delta T_{\Sigma,i}(t)$ ist. Durch die Mittelung der $2n$ $\Delta T_{\Sigma,i}(t)$ bzw. (t) ermöglicht der DPA auch die Rauschreduktion auf $Z_{th,DPA}(t)$ für $t < t_{DP}$:

$$Z_{th,DPA}(t) = \frac{1}{2n} \sum_{i=0}^{2n-1} Z_{th,i}(t) = \frac{1}{2n} \sum_{i=0}^{2n-1} \left(\frac{1}{\Delta P_i} \cdot (\Delta T_{\Sigma,i}(t) - T_{\text{Offset},i}(t)) \right) \quad (4.12)$$

In der Praxis ist es allerdings nicht möglich, $\Delta T_{\Sigma,i}(t)$ während der Heiz-Phasen adäquat zu messen. Das Rauschen der Heiz-Quelle ist höher und auch die Umschaltzeiten sind langsamer als in der Mess-Phase. Deshalb werden wie bei der Standard TTA Messung für den DPA ausschließlich die Mess-Phasen für die Auswertung genutzt.

Aufgrund der Beschränkung auf die Mess-Phasen muss Formel (4.12) angepasst werden. Dazu wird die Zählvariable i zu $i = 2j + 1$ substituiert. Dadurch entfallen alle Heiz-Pulse für die

Bildung des Mittelwert, für die neuen Offset $T_{\text{Offset},j}(t)$ werden sie aber weiterhin betrachtet:

$$Z_{th,DPA}(t) = \frac{1}{n} \sum_{j=0}^{n-1} Z_{th,j}(t) = \frac{1}{n} \sum_{j=0}^{n-1} \left(\frac{1}{\Delta P_j} \cdot (\Delta T_{\Sigma,j}(t) - T_{\text{Offset},j}(t)) \right) \quad (4.13)$$

$$\text{mit } T_{\text{Offset},j}(t) = \sum_{k=0}^{2j+1} \Delta P_{2j+1-k} \cdot Z_{th}(t + k \cdot t_{DP}) \quad (4.14)$$

Um zu veranschaulichen, welche $Z_{th}(t)$ -Abschnitte wie häufig für die Berechnung der jeweiligen $T_{\text{Offset},j}(t)$ notwendig sind, ist in Tabelle 4.4 der Zusammenhang aus Formel (4.14) aufgeschlüsselt. Für die $T_{\text{Offset},0}(t)$ ist nur ein $Z_{th}(t)$ -Abschnitt nötig, für $T_{\text{Offset},1}(t)$ bereits drei und für $T_{\text{Offset},3}(t)$ fünf. Bei jeder weiteren Mess-Phase kommen jeweils zwei $Z_{th}(t)$ -Abschnitte hinzu. Durch die fortlaufende Addition erhöht sich das Rauschen auf $T_{\text{Offset},j}(t)$ mit aufsteigendem j . Zusätzlich fällt auf, dass der Abschnitt $Z_{th}(t + 1 \cdot t_{DP})$ zur Berechnung jedes $T_{\text{Offset},j}(t)$ verwendet wird. Das führt dazu, dass der DPA sehr anfällig auf Fehler in diesem $Z_{th}(t)$ -Abschnitte reagiert und das Rauschen nicht mehr rein stochastisch ist. Beide Tatsachen sind für die Limitierung des DPA verantwortlich, worauf später in Kapitel 4.5.2 eingegangen wird.

Tabelle 4.4: Übersicht der verwendeten $Z_{th}(t)$ -Abschnitte mit Anzahl und Vorfaktor, die für die Berechnung von $T_{\text{Offset},j}(t)$ im DPA verwendet werden.

		$Z_{th}(t + k \cdot t_{DP})$...	k=2j-1
		k=1	k=2	k=3	k=4	k=5			
$T_{\text{Offset},j}(t)$	j=0	ΔP_0						...	
	j=1	ΔP_2	ΔP_1	ΔP_0					
	j=2	ΔP_4	ΔP_3	ΔP_2	ΔP_1	ΔP_0			
	⋮			⋮			⋮	⋮	
	j=n-1	ΔP_{2n-2}	ΔP_{2n-3}	ΔP_{2n-4}	ΔP_{2n-5}	ΔP_{2n-6}		...	ΔP_0

Die mathematische Beschreibung des DPA hat gezeigt, dass für die Berechnung der Sprungantworten $\Delta T_{\sigma,j}(t)$ aus der tatsächlichen Temperaturantwort $\Delta T_{\Sigma,j}(t)$ nur ein Offset-Abgleich notwendig ist. Der Offset $T_{\text{Offset},j}(t)$ wird dabei aus der Überlagerung mehrerer $Z_{th}(t)$ -Abschnitte bestimmt, die alle im Zeitbereich $t > t_{DP}$ liegen. Um den Temperatur-Drift des Bauteils auszugleichen, wird für die Berechnung die Veränderung der Leistungssprünge ΔP_j mit einbezogen.

4.3.2 Filtern von $Z_{th}(t)$ für die Offset-Korrektur

Eine optimale Filterung der $Z_{th}(t)$ -Abschnitte, die für die Offset-Berechnung benötigt werden, ist essenziell. Das Rauschen auf diesen Abschnitten muss möglichst stark reduziert werden, ohne dass dabei relevante Signalinformationen beschnitten werden. Eine unzureichende Filterung führt zu einem zu starken Rauschen auf den $T_{\text{Offset},j}(t)$ und verringert den Nutzen des DPA. Ein Beschneiden der Signalinformationen führt zu falschen $T_{\text{Offset},j}(t)$ und verfälscht die

Ergebnisse.

Um den am besten geeigneten Tiefpassfilter für den DPA zu wählen, wurden mehrere Filter an simulierten Daten getestet. Die simulierten Daten sollten dabei eine reale Messung mit dem DPA möglichst widerspiegeln. Dazu wurden die Daten für eine Abtastfrequenz von 10 MHz berechnet. Dies entspricht der Abtastfrequenz des realen Mess-Equipments. Für t_{DP} wurde 1 ms gewählt. Somit ist der kritischste $Z_{th}(t)$ -Abschnitte der von 1 ms bis 2 ms. Die Analyse beschränkt sich auf diesen. Die simulativen Daten wurden so generiert, dass im relevanten Intervall alle möglichen Frequenzen auftreten. Dazu wurde $Z_{th}(t)$ für ein konstantes $R_{th}(\tau)$ -Spektrum über das Foster-Netzwerk (siehe Formel (3.2)) berechnet.

Für die Analyse wurden mehrere Filter über ein MATLAB-Script miteinander verglichen. Die Einstellung der Filter erfolgte dabei nicht über das Setzen der Grenzfrequenz f_g auf die maximale Bandbreite im Intervall. Dadurch würden die $Z_{th}(t)$ -Abschnitte zu stark verfälscht werden. Jeder Filter wurde individuell so angepasst, dass $Z_{th}(t)$ im Intervall durch die Filterung um maximal 0,2 % im quadratischen Mittel verzerrt wird. Die geprüften Filter-Typen inklusive ihrer Einstellungen sind in Tabelle 4.5 aufgelistet. Um den Phasenverzug der Filter 3 bis 6 auszugleichen, wurde eine „Forward-Backward“ Filterung verwendet [115].

Die Bewertung der Filter erfolgte durch zwei Kriterien, die Rauschreduktion im Intervall und die benötigte Rechenzeit. Zur Bestimmung der Rauschreduktion wurden die simulierte $Z_{th}(t)$ mit weißem Rauschen überlagert. Insgesamt wurden 1000 verrauschte Datensätze erzeugt. Jeder Filter wurde auf die gleichen 1000 Datensätze angewandt und das verbleibende Rauschen nach der Filterung bestimmt. Die durchschnittliche Rauschreduktion der Filter über die 1000 Datensätze ist in Tabelle 4.5 zu finden, ebenso wie die Rechenzeit für die Filterung eines Datensatzes. Insgesamt zeigen mit ca. 33 dB Rauschreduktion der Savitzky-Golay Filter 2. Ordnung und der Butterworth-Filter 2. Ordnung die besten Ergebnisse. Der Butterworth-Filter benötigt allerdings deutlich weniger Rechenzeit, weshalb dieser für den DPA ausgewählt wurde.

Tabelle 4.5: Vergleich verschiedener Tiefpass-Filter des DPA. Die Rauschreduktion entspricht der mittleren Reduktion des Rauschen über 1000 Datensätze. Die Rechenzeit entspricht der benötigten Zeit für die einmalige Anwendung des Filters. Die Rechenzeiten sind stark Hardware-abhängig und sollten deshalb relativ gewertet werden.

Nr.	Typ	Einstellungen	Rauschreduktion	Rechenzeit
1	Savitzky-Golay	Ordnung = 1; $f_g = 10$ kHz	27,0 dB	40 ms
2	Savitzky-Golay	Ordnung = 2; $f_g = 3,2$ kHz	32,7 dB	349 ms
3	Butterworth	Ordnung = 1; $f_g = 30$ kHz	26,0 dB	2,3 ms
4	Butterworth	Ordnung = 2; $f_g = 4,5$ kHz	32,5 dB	2,3 ms
5	Chebyshev Typ I	Ordnung = 1; $f_p = 1,5$ kHz	25,9 dB	2,8 ms
6	Chebyshev Typ I	Ordnung = 3; $f_p = 5,0$ kHz	30,5 dB	2,6 ms

4.3.3 Zusammenfügen der DPA und Standard TTA Daten

Der letzte Rechenschritt des DPA ist das Zusammenfügen der zwei $Z_{th}(t)$ -Teile für $t < t_{DP}$ und $t > t_{DP}$. Um den Übergang glatt zu halten, wird ein Least Square Fit (LSF) genutzt. Dieser wird durch Offsetverschiebung des späteren $Z_{th}(t)$ -Teils den Übergangssprung minimiert. Für den LSF wird ein Zeitintervall am Ende des früheren $Z_{th}(t)$ -Teils gewählt, z.B. von $0,9 \cdot t_{DP}$ bis t_{DP} . Eine graphische Beschreibung des Verfahrens ist in Abbildung 4.9 zu sehen.

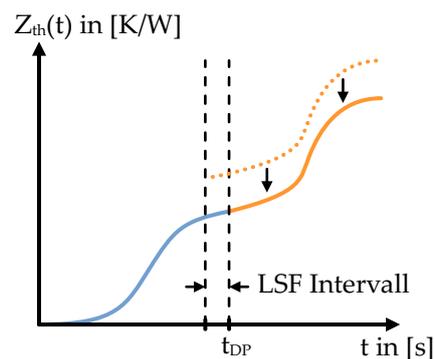


Abbildung 4.9: Graphische Beschreibung des Least Square Fits, um einen glatten Übergang zwischen den zwei $Z_{th}(t)$ -Teilen zu erreichen. Die blaue Linie entspricht dem Teil für $t < t_{DP}$, der aus Mittelung im frühen Zeitbereich errechnet wurde. Die orange gepunktete Linie entspricht dem Teil für $t > t_{DP}$, der durch Tiefpassfiltern berechnet wurde. Über den Least Square Fit in einem definierten Intervall wird der spätere Teil verschoben, was der durchgezogenen orangefarbenen Linie entspricht.

4.4 Anwendung des Deterministischen Puls Algorithmus an exemplarischen Daten

Um die Arbeitsweise des DPA zu verdeutlichen, werden die einzelnen Schritte anhand eines realen Messdatensatzes beschrieben. Messobjekt war eine High-Power LED. In den Heizphasen wurde die LED mit $I_{Heiz} = 1$ A und in den Messphasen mit $I_{Heiz} = 20$ mA betrieben. Die Länge der Heiz- und der Mess-Phase für die Standard TTA waren jeweils 3 s. Diese Zeit ist ausreichend für das Erreichen des thermischen Gleichgewichts. Die DP Sequenz bestand aus 50 Heiz- und 50 Mess-Phasen mit je $t_{DP} = 1$ ms.

4.4.1 Spannungsantwort der Messung

Die Antwort der Vorwärtsspannung, als temperatursensitiver Parameter $U_{TSP}(t)$ der LED, auf die gesamte DPA Sequenz aus DP Sequenz und anschließender Standard TTA Sequenz ist in Abbildung 4.10 (a) zu sehen. In den ersten 0,1 s reagiert $U_{TSP}(t)$ auf die kurzen Heiz- und Messphasen der DP Sequenz. Es folgt die Antwort auf die 3 s lange Heiz-Phase und die 3 s lange Mess-Phase der Standard TTA Sequenz. Durch den höheren Strom während der Heizphasen ist $U_{TSP}(t)$ in diesen höher. Durch die Temperaturänderung ändert sich $U_{TSP}(t)$ während der

einzelnen Phasen. Um den Verlauf von $U_{TSP}(t)$ während der DP Sequenz zu veranschaulichen, ist in Abbildung 4.10 (b) ein kurzer Ausschnitt dargestellt. Der Ausschnitt entspricht dem rot markierten Bereich aus der gesamten Antwort.

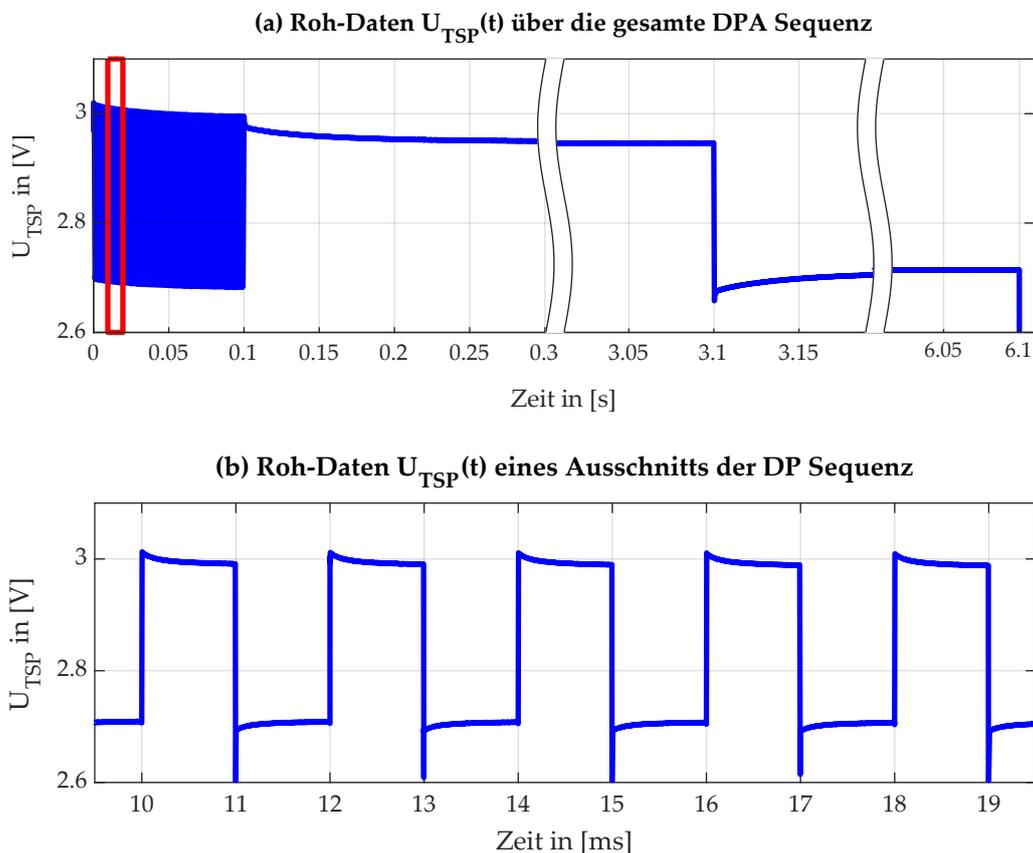


Abbildung 4.10: (a) Zeitaufgelöste Antwort der temperatursensitiven Spannung $U_{TSP}(t)$ einer LED auf die DP Sequenz von 0 s bis 0,1 s und die Standard TTA Sequenz von von 0,1 s bis 6,1 s. (b) Fokus auf den rot markierten, kurzen Zeitausschnitt während der DP Sequenz.

4.4.2 Herauslösen der Mess-Phasen

Aus der gesamten $U_{TSP}(t)$ -Antwort werden nur die Daten aus den Mess-Phasen für die Auswertung verwendet. Das Herauslösen erfolgt über Flankendetektion. Die $U_{TSP}(t)$ -Antwort ausgewählter Mess-Phasen der DP Sequenz und die $U_{TSP}(t)$ -Antwort der Standard TTA Sequenz sind in Abbildung 4.11 zu sehen. Während der DP Sequenz steigt mit ansteigender Mess-Phasen Nr. die Temperatur der LED an. Aufgrund der negativen Temperatursensitivität der LED sinkt $U_{TSP}(t)$ mit der Nummer der Mess-Phase. Nach der Heiz-Phase der Standard TTA Sequenz ist die LED am heißesten, weshalb $U_{TSP}(t)$ hier am geringsten ist.

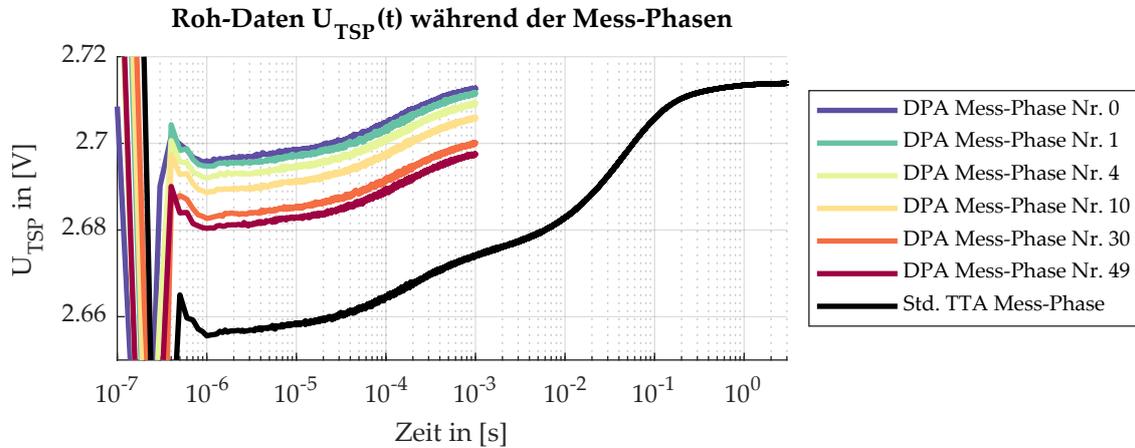


Abbildung 4.11: $U_{TSP}(t)$ -Antwort einer LED während verschiedener Mess-Phasen der DP Sequenz und der Mess-Phase der Standard TTA Sequenz. Mit steigender Mess-Phasen Nr. steigt die Temperatur der LED, weshalb $U_{TSP}(t)$ im sinkt. Zum Start der Mess-Phase der Standard TTA ist die Temperatur am höchsten und somit $U_{TSP}(t)$ am geringsten.

4.4.3 Filtern für den späteren Zeitbereich

$Z_{th}(t)$ im späteren Zeitbereich $t > t_{DP}$ wird aus der $U_{TSP}(t)$ -Antwort während der Standard TTA Mess-Phase berechnet und durch einen Butterworth Tiefpass gefiltert. Die $Z_{th}(t)$ Roh-Daten und die gefilterte $Z_{th}(t)$ sind in Abbildung 4.12 zu sehen. Im frühen Zeitbereich $t < t_{DP}$ entspricht die gefilterte $Z_{th}(t)$ nicht der ungefilterten $Z_{th}(t)$, da relevante Information beschnitten werden. Durch die vorherige Heiz-Phase mit einer höheren $U_{TSP}(t)$ nähert sich das gefilterte Signal von oben an. Für den Zeitbereich $t > t_{DP}$ überlagern sich beide $Z_{th}(t)$. Um die Rauschreduktion zu verdeutlichen, ist in Abbildung 4.12 (b) ein kleiner Zeitabschnitt herausgelöst.

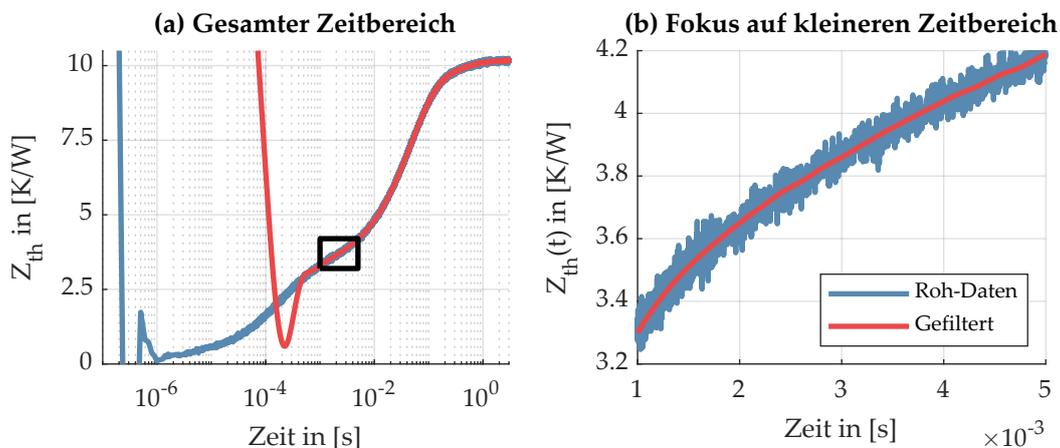


Abbildung 4.12: Rauschreduktion auf der Standard TTA Mess-Phase durch Filtern mit einem Butterworth Tiefpass. (a) Gesamter Zeitbereich, wobei sich die Roh-Daten und die gefilterten Daten erst ab ca. $t_{DP} = 1$ ms überlappen. (b) Fokus auf kleineren Zeitbereich, um Rauschreduktion zu verdeutlichen. Der Zeitbereich ist durch das schwarze Rechteck in (a) markiert.

4.4.4 Offset-Korrektur und Mitteln für den frühen Zeitbereich

Die gefilterte $Z_{th}(t)$ für $t > t_{DP}$ wird verwendet, um, wie in Formel (4.14) beschrieben, die $T_{Offset,j}(t)$ zu berechnen. Bei der Berechnung wird darauf geachtet, dass der temperaturbedingte Drift der Leistungssprünge während der DP Sequenz ausgeglichen wird. Der Drift ist in Abbildung 4.13, normiert auf den Leistungssprung von Heiz- auf Mess-Phase in der Standard TTA, dargestellt. Alle Leistungssprünge sind absolut dargestellt, d.h. Leistungssprünge zur Mess- und zur Heiz-Phase haben das gleiche Vorzeichen. Abgesehen vom ersten Leistungssprung nimmt die Leistung mit der Mess-Phasen Nr. von ca. 1,02 bis ca. 1,01 kontinuierlich ab. Der erste Leistungssprung ist mit ca. 1,04 deutlich höher. Da vor der ersten Heiz-Phase nicht die Mess-Leistung anliegt, sondern keine Leistung, ist dieser Leistungssprung leicht erhöht.

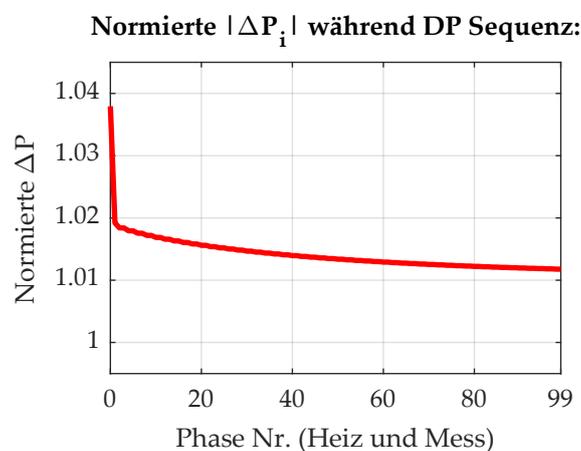


Abbildung 4.13: Drift der Leistungssprünge während der DP Sequenz, normiert auf den Leistungssprung von Heiz- auf Mess-Phase in der Standard TTA Sequenz.

Für jede Mess-Phase in der DP Sequenz ergibt sich ein individueller $T_{Offset,j}(t)$. Durch die Filterung sind diese nur minimal von Rauschen überlagert. Eine Auswahl exemplarischer $T_{Offset,j}(t)$ ist in Abbildung 4.14 (a) zu sehen. Über (4.11) wird für jede Mess-Phase aus der Temperaturantwort und $T_{Offset,j}(t)$ ein $Z_{th,j}(t)$ für $t < t_{DP}$ berechnet. In Abbildung 4.14 (b) sind die berechneten $Z_{th,j}(t)$ der gleichen Mess-Phasen wie in (a) zu sehen. Zusätzlich ist für den Vergleich die ungefilterte $Z_{th}(t)$ der Standard TTA Sequenz dargestellt. Da alle Kurven identisch sind und sich überlappen würden, wurden sie in Abbildung 4.14 durch einen y-Shift getrennt. Aus allen $Z_{th,j}(t)$ wird durch Mittelung $Z_{th}(t)$ für den Zeitbereich $t < t_{DP}$ mit reduziertem Rauschen berechnet.

4.4.5 Zusammensetzen der $Z_{th}(t)$ für beide Zeitbereiche

Abschließend werden die $Z_{th}(t)$ für $t < t_{DP}$ und für $t > t_{DP}$ über einen Least Square Fit zusammengesetzt. Als Fitting Intervall wurde 0,9 ms bis 1,0 ms gewählt. Die zusammengesetzte $Z_{th}(t)$ für den gesamten Zeitbereich ist in Abbildung 4.15 (a) im Vergleich zu den Roh-Daten

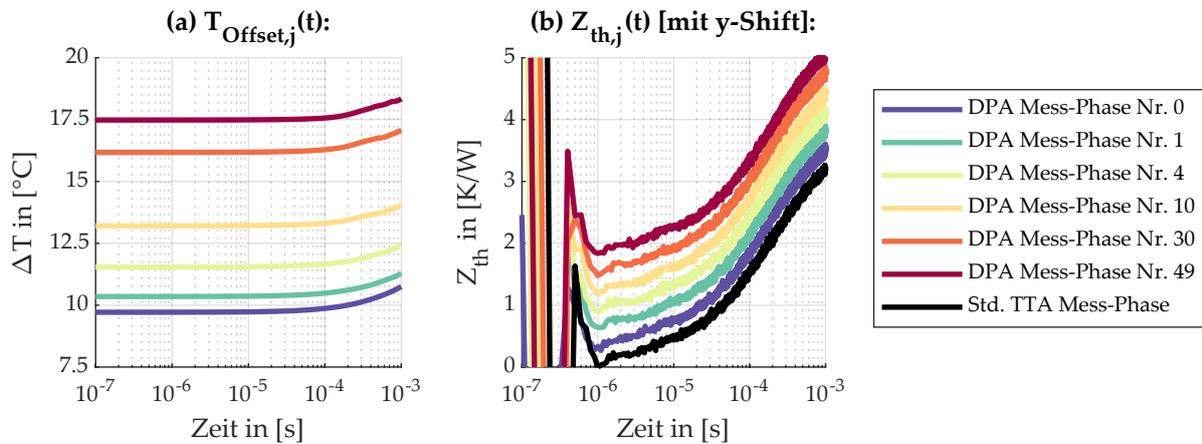


Abbildung 4.14: (a) Berechnete $T_{\text{Offset},j}(t)$ und (b) berechnete $Z_{th,j}(t)$ über Offset-Korrektur für exemplarische Heiz-Phasen in der DP Sequenz. Da sich in (b) alle Kurven überlappen würden, wurden die Kurven durch einen y-Shift getrennt.

der Standard TTA Sequenz zu sehen. Die Kurven überlappen sich vollständig. Der DPA liefert dementsprechend auch experimentell korrekte Daten. Die Funktionalität ist somit bestätigt.

Um die Rauschreduktion zu verdeutlichen ist in Abbildung 4.15 (b) der Vergleich für einen kleineren Zeitbereich dargestellt. Dieser entspricht der roten Markierung in Abbildung 4.15 (b). Sowohl durch Tiefpassfiltern für $t > t_{DP}$ als auch durch die Mittelung nach Offset-Korrektur für $t < t_{DP}$ reduziert der DPA das Rauschen signifikant. Eine quantitative Bewertung der Rauschreduktion folgt in Kapitel 4.5.3.

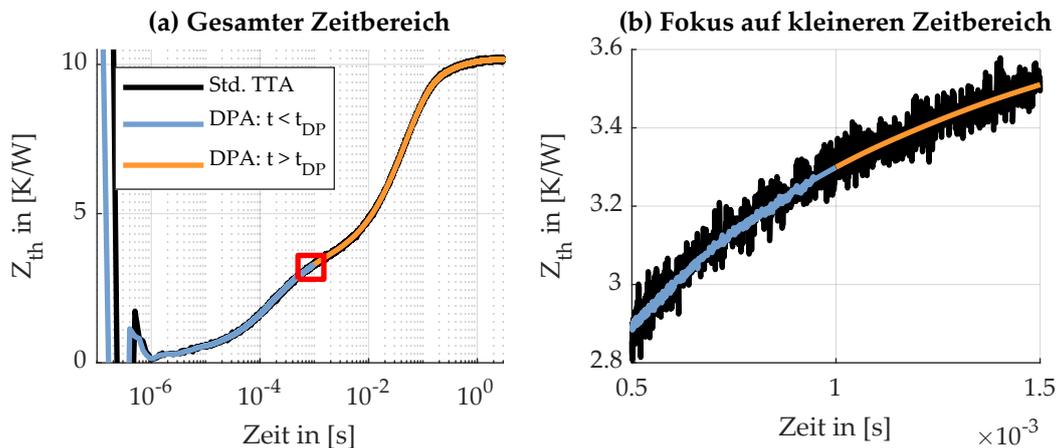


Abbildung 4.15: Zusammengesetzte $Z_{th}(t)$ des DPA im Vergleich zu den Standard TTA Rohdaten. Die $Z_{th}(t)$ -Abschnitte sind farblich getrennt. (a) zeigt ein identischen Verlauf über den gesamten Zeitbereich und damit die Funktion des DPA für experimenteller Daten. Um die Rauschreduktion zu verdeutlichen, ist in (b) der rot markierte Zeitbereich aus (a) dargestellt.

4.5 Qualifizierung des deterministischen Puls Algorithmus

Nachdem die Funktionalität des DPA anhand eines realen Datensatzes bestätigt wurde, wird dieser im Folgendem der DPA weiter qualifiziert.

4.5.1 Prüfung der Robustheit anhand simulativer Daten

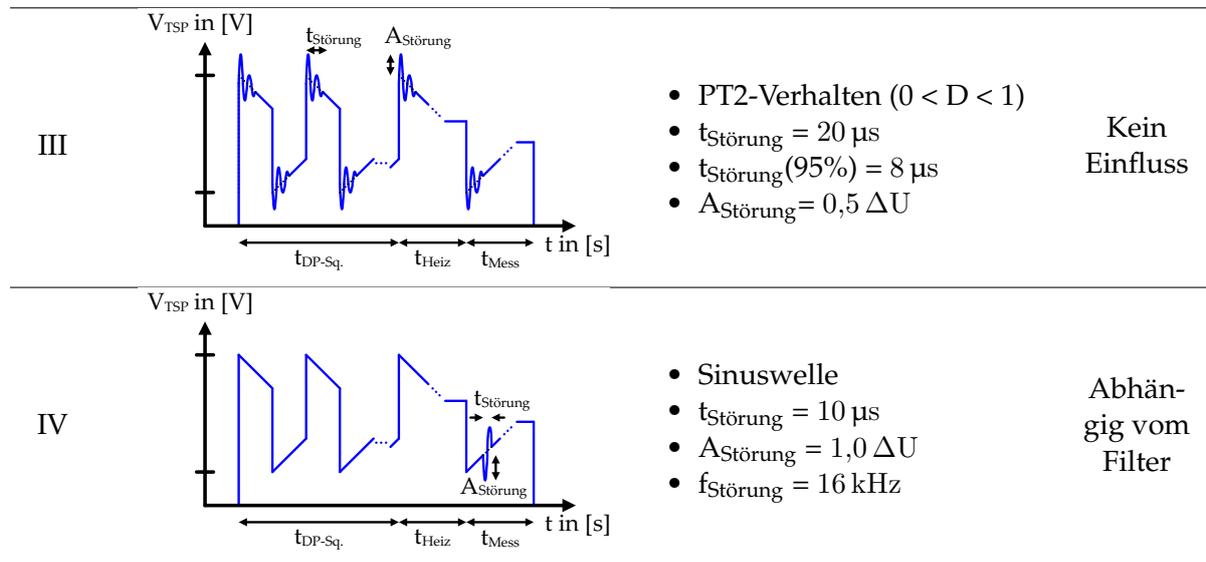
Ein wichtiges Kriterium für den DPA ist die Robustheit gegenüber möglichen Störungen auf dem Messsignal. Die Prüfung erfolgt über simulative Daten. Im Gegensatz zu realen Daten ist es dadurch möglich, Soll- und Ist- $Z_{th}(t)$ sehr einfach miteinander zu vergleichen.

Datengrundlage war ein transient thermisches Model einer LED, mit dem die $Z_{th}(t)$ simuliert wurden. Die Temperaturantwort auf eine DPA-Sequenz ($t_{Heiz} = t_{Mess} = 3\text{ s}$, $t_{DP} = 1\text{ ms}$, $n = 50$) wurde unter Berücksichtigung typischer Störeinflüsse berechnet. Insgesamt wurden vier Störtypen geprüft, die in Tabelle 4.6 zusammengefasst sind. Typ I und II beziehen sich auf ein verzögertes Erreichen von P_{Heiz} durch eine limitierte Regelgeschwindigkeit der Heiz-Quelle. Typ I zeigt ein PT1-Verhalten, d.h. ein langsames Annähern an die Ziel- P_{Heiz} . Typ II zeigt ein PT2-Verhalten, d.h. ein Annähern an die Ziel- P_{Heiz} mit Überschwingern. Die Störtypen III und IV beschreiben jeweils Störungen des Messsignals $U_{TSP}(t)$. Typ III zeigt ein PT2-Einschwingen nach dem Umschalten bedingt durch die Messstrecke. Typ IV beschreibt eine Störung im kritischsten Bereich für die Offset-Berechnung zwischen 1 ms und 2 ms durch eine externe Störquelle. Länge und Stärke der Störungen sind in Tabelle 4.6 aufgelistet.

Insgesamt reagiert der DPA sehr robust auf die gegebenen Störungen. Der Fehler wurde dabei

Tabelle 4.6: Verwendete Störungen zur Prüfung der Robustheit des DPA. Alle Typen stellen reale Störungen bei der TTA dar. Die beschriebenen Parameter für Länge und Stärke führten zu Fehlern, die relativ zum störungsfreien Ergebnis des DPA angegeben sind.

Typ	Schematische Kurvenform	Beschreibung	Fehler
I		<ul style="list-style-type: none"> • PT1-Verhalten • $t_{Störung} = 100\ \mu\text{s}$ • $t_{Störung(95\%)} = 30\ \mu\text{s}$ 	0,26%
II		<ul style="list-style-type: none"> • PT2-Verhalten ($0 < D < 1$) • $t_{Störung} = 100\ \mu\text{s}$ • $t_{Störung(95\%)} = 40\ \mu\text{s}$ • $A_{Störung} = 0,37\ \Delta P$ 	0,05%



relativ zur gesamten $Z_{th}(t)$ angegeben. Mit 0,26 % hat Typ I den größten Einfluss. Der Fehler ist dennoch sehr gering. Für Typ II wurde ein Fehler von nur 0,05 % ermittelt. Typ III zeigt keinen Einfluss. Zwar verfälscht das Einschwingen das Ergebnis, bei der Standard TTA tritt der Fehler aber identisch auf. Typ IV hat den größten Einfluss auf den DPA. Der gestörte Zeitbereich wird für die Offset-Berechnung aller Mess-Phasen benötigt und spiegelt sich somit in alle Offset-korrigierten Mess-Phasen in den frühen Zeitbereich. Der Fehler kann nicht ausgeglichen werden. Allerdings würde diese Störung auch die Standard TTA Messergebnisse massiv verfälschen. In beiden Fällen ist für Typ IV eine Wiederholung der Messung notwendig.

4.5.2 Theoretische Limitierung

Das Ziel des DPA ist die Reduktion des Rauschens. Die erreichte Rauschreduktion ist dabei abhängig von der Anzahl der Heiz- und Mess-Phasen in der DP Sequenz. Umso mehr Phasen verwendet werden, desto stärker kann das Rauschen durch die Mittelung reduziert werden. Allerdings nimmt mit der Anzahl an Phasen auch die Anzahl der $Z_{th}(t)$ -Abschnitte für die Berechnung der $T_{\text{Offset},j}(t)$ zu. Somit steigt das Rauschen auf diesen an. Die mögliche Rauschreduktion ist deshalb limitiert.

Um das theoretische Limit zu bestimmen, wird das verbleibende Rauschpegel RP_{out} auf $Z_{th}(t)$ nach dem DPA in Abhängigkeit der Anzahl an Mess-Phasen n bestimmt. RP_{out} setzt sich aus dem Rauschpegel auf der Summe aller Mess-Phasen $RP_{\Sigma \text{Mess-Phasen}}$ und dem Rauschpegel auf der Summe aller Offsets $RP_{\Sigma \text{Offsets}}$ zusammen. Da beide unkorreliert zueinander sind, erfolgt das Zusammenfassen über die geometrische Summe. Durch die Mittelung wird die geometri-

sche Summe durch n geteilt:

$$RP_{out} = \frac{\sqrt{RP_{\Sigma\text{Mess-Phasen}}^2 + RP_{\Sigma\text{Offsets}}^2}}{n} \quad (4.15)$$

$RP_{\Sigma\text{Mess-Phasen}}$ setzt sich aus dem Rauschpegel aller n Mess-Phasen zusammen. Das Rauschen der einzelnen Mess-Phasen ist ebenfalls unkorreliert zueinander und entspricht dem Eingangsrauschpegel RP_{in} :

$$RP_{\Sigma\text{Mess-Phasen}} = \sqrt{\sum_{j=0}^{n-1} RP_{in}^2} = \sqrt{n \cdot RP_{in}^2} \quad (4.16)$$

$RP_{\Sigma\text{Offsets}}$ setzt sich aus dem Rauschen aller n Offsets zusammen. Jeder einzelne Offset wird dabei aus einer Summe von $Z_{th}(t)$ -Abschnitten gebildet. Durch den Tiefpass wurde das Rauschen auf den $Z_{th}(t)$ -Abschnitten um den Rauschreduktion-Faktor RR_{TP} reduziert. Das Rauschen der Offsets ist allerdings teilweise nicht unkorreliert. Wie in vorheriger Tabelle 4.4 zu sehen war, wird der $Z_{th}(t)$ -Abschnitt von t_{DP} bis $2t_{DP}$ insgesamt n -mal verwendet, die $Z_{th}(t)$ -Abschnitt von $2t_{DP}$ bis $3t_{DP}$ und der von $3t_{DP}$ bis $4t_{DP}$ jeweils $(n - 1)$ -mal und so weiter. Das Rauschen der einzelnen $Z_{th}(t)$ -Abschnitte muss deshalb direkt addiert werden, bevor die geometrische Summe aller $Z_{th}(t)$ -Abschnitte gebildet wird. Der Term $-n^2$ entsteht, da immer zwei $Z_{th}(t)$ -Abschnitte mehr für jede weitere Mess-Phase verwendet werden müssen außer für die 0-te Mess-Phase (siehe Tabelle 4.4):

$$RP_{\Sigma\text{Offsets}} = \sqrt{\left[\left(2 \sum_{i=1}^n i^2 \right) - n^2 \right] \cdot \frac{1}{RR_{TP}} \cdot RP_{in}^2} \quad (4.17)$$

Durch Einsetzen von (4.16) und (4.17) in (4.15) kann die Rauschreduktion des DPA RR_{DPA} in Abhängigkeit von n bestimmt werden:

$$RR_{DPA} = \frac{RP_{out}}{RP_{in}} = \sqrt{\frac{1}{n} + \frac{1}{RR_{TP}} \cdot \left(\frac{2 \sum_{i=1}^n i^2}{n^2} - 1 \right)} \quad (4.18)$$

Der Zusammenhang für RR_{DPA} ist in Abhängigkeit von n für mehrere RR_{TP} in Abbildung 4.16 dargestellt. Wenn der Tiefpass das Rauschen auf den $Z_{th}(t)$ -Abschnitt für $t > t_{DP}$ um $RR_{TP} = 40$ dB reduziert, erlaubt der DPA eine Steigerung der Rauschreduktion bis auf 17,8 dB nach 100 Mess-Phasen. Im Falle von $RR_{TP} = 20$ dB ist ein Maximum von 7,9 dB nach 12 Mess-Phasen erreicht. Werden weitere Mess-Phasen für die Mittelung verwendet, steigt das Rauschen wieder an. Der verwendete Tiefpass erreichte eine $RR_{TP} = 32,5$ dB. Damit wird eine maximale RR_{DPA} von 14,1 dB nach 52 Mess-Phasen erreicht, wobei sich die RR_{DPA} ab ca. 40 Mess-Phasen nur noch minimal erhöht.

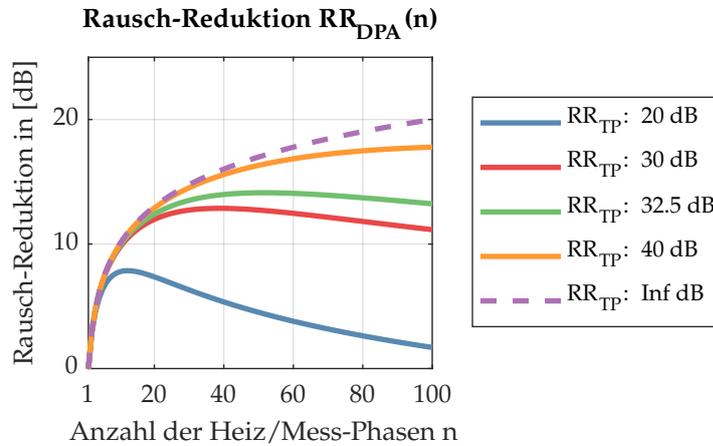


Abbildung 4.16: Theoretisches Limit für die Rauschreduktion durch den DPA in Abhängigkeit der Anzahl der verwendeten Heiz- und Mess-Phasen und der Rauschreduktion RR_{TP} auf den $Z_{th}(t)$ -Abschnitt für die Offsetberechnung durch den Tiefpass.

4.5.3 Experimentelle Rauschreduktion

Theoretisch ist mit dem DPA eine starke, aber limitierte Reduktion des Rauschens möglich. Um dieses Verhalten experimentell zu bestätigen, reicht es nicht aus, ein einzelnes Signal zu analysieren. Da nicht bekannt ist, wie sich das rauschfreie Signal verhält, kann das reine Rauschen nicht isoliert werden. Stattdessen werden zwei identische Messungen am selben Bauteil, $Z_{th,M1}(t)$ und $Z_{th,M2}(t)$, voneinander abgezogen. Dabei besteht $Z_{th,Mi}(t)$ aus dem rauschfreien Signal $RF_{Z_{th,Mi}}(t)$ und dem überlagernden Rauschpegel RP_{Mi} :

$$Z_{th,M1}(t) - Z_{th,M2}(t) = RF_{Z_{th,M1}}(t) + RP_{M1} - (RF_{Z_{th,M2}}(t) + RP_{M2}) \quad (4.19)$$

Da die Messung identisch am gleichen Bauteil durchgeführt wurde, sind die rauschfreien Signale $RF_{Z_{th,Mi}}(t)$ identisch und heben sich durch die Subtraktion auf. Übrig bleibt nur das Rauschen der zwei Messungen. Da diese unkorreliert sind, werden sie über die geometrische Summe zusammengefasst. Die Stärke des Rauschens ist für beide Messungen identisch, weshalb das resultierende Rauschen um den Faktor $\sqrt{2}$ größer ist als das Rauschen der Einzelmessungen:

$$RP_{M1} + RP_{M2} = \sqrt{2} \cdot RP_M \quad (4.20)$$

RR_{DPA} wurde mit diesem Verfahren für den DPA für verschiedene Anzahlen an Heiz/Mess-Phasen experimentell bestimmt. Dazu wurde die Messung an einem Bauteil zehn Mal wiederholt und das Verfahren für jede Kombination durchgeführt. Über den Mittelwert aller Kombinationen wurde die experimentell erreichte Rauschreduktion des DPA bestimmt. Die Ergebnisse sind in Tabelle 4.7 (a) zusammengefasst. Die Tabelle zeigt zusätzlich die benötigte Messzeit und die theoretisch mögliche Rauschreduktion. Zum Vergleich ist in Tabelle 4.7 (b) die experimentelle Rauschreduktion durch Mitteln über Messwiederholungen RR_{\emptyset} aufgelistet.

Tabelle 4.7: Experimentell erreichte Rauschreduktion des (a) DPA im Vergleich zum (b) Mitteln über Messwiederholungen

(a) Rauschreduktion durch DPA				(b) Rauschreduktion durch Mitteln			
n	Messzeit	exp. RR_{DPA}	theo. RR_{DPA}	n	Messzeit	exp. RR_{\emptyset}	theo. RR_{\emptyset}
1	6,002 s	0 dB	0 dB	1	6,0 s	0 dB	0 dB
4	6,008 s	6,0 dB	6,0 dB	4	24,0 s	6,0 dB	6,0 dB
10	6,020 s	9,8 dB	10,0 dB	10	60,0 s	10,0 dB	10,0 dB
16	6,032 s	11,5 dB	12,0 dB	16	96,0 s	11,9 dB	12,0 dB
32	6,064 s	13,3 dB	13,6 dB				
50	6,100 s	13,7 dB	14,1 dB				

Insgesamt erreicht der DPA auch experimentell sein theoretisches Potential. Bei Verwendung von 16 Mess-Phasen wird eine Rauschreduktion um 11,5 dB erreicht. Dafür muss die Standard TTA Sequenz nur um eine DP Sequenz mit 32 ms verlängert werden. Im Vergleich dazu müsste für die gleiche Rauschreduktion mit der Standard TTA über 16 Messwiederholungen gemittelt werden. Dafür sind insgesamt 96 s notwendig. Der DPA sorgt so für eine Zeitersparnis von 94 %. Mit dem DPA kann das Rauschen mit minimalem zeitlichen Aufwand noch weiter reduziert werden. Mit 50 DPA Mess-Phasen wurde eine Reduktion von 13,7 dB erreicht. Auf eine Messung mit 50 Standard TTA Messwiederholungen wurde aus zeitlichen Gründen verzichtet. Diese würde 300 s Messzeit benötigen.

Mit dem DPA wurde in diesem Kapitel ein neues Mess-Prinzip in der TTA beschrieben, mathematisch hergeleitet und die Funktion an simulativen und experimentellen Datensätzen bestätigt. Der DPA ist dabei robust gegenüber Störungen wie Einschwingvorgängen der Leistung und Spannung. Der experimentelle Vergleich hat das immense Zeit-Einsparpotential des DPA gegenüber der Mittelung über Messwiederholungen bewiesen.

5 Entwicklung einer Heiz/Mess-Quelle für die transiente thermische Analyse von Transistoren

Ein Hindernis für die Automatisierung und die Produktionslinien-Integration der TTA für Leistungselektronik ist die elektrische Kontaktierung der Halbleiter. Durch den optimierten thermischen Aufbau erreichen einige leistungselektronische Module geringe R_{th} unterhalb von 1 K/W. Um trotzdem einen adäquaten Temperaturanstieg während der Heiz-Phase zu realisieren, werden hohe P_{Heiz} zwischen 10 W und 100 W benötigt. Standardmäßig wird P_{Heiz} über den $R_{DS(on)}$ oder die Body-Diode eingepreßt [116, 117]. Um so eine P_{Heiz} von z.B. 50 W zu erreichen, sind 40 A (für $U_{f-Body} = 1,25$ V) bzw. 85 A (für $R_{DS(on)} = 7$ m Ω) notwendig¹.

Das Einprägen hoher Ströme ist über eine feste Verkabelung problemlos möglich. Für automatisierte Messungen in Labor und Produktionslinie ist allerdings eine variable Kontaktierung nötig, die schnell aufgebaut und wieder gelöst werden kann. Dafür eignen sich Federkontaktstifte, die auf elektrische Kontaktflächen/Pads des Halbleiters bzw. dessen Substrat gedrückt werden und so eine elektrische Verbindung herstellen. Federkontaktstifte stehen für verschiedene Stromklassen zur Verfügung. Standard Federkontaktstifte erlauben typischerweise Ströme bis 5 A [119, 1015 Serie]. Hochstrom-Varianten ermöglichen ca. 50 A [119, 1075 Serie]. Allerdings benötigen Hochstrom-Federkontaktstifte deutlich mehr Fläche für die Kontaktierung (12,6 mm² gegenüber 0,8 mm²). Bei Serienprodukten steht diese nicht oder nur begrenzt zur Verfügung. Zusätzlich reduzieren höhere Ströme die Lebensdauer der Federkontaktstifte [119, Seite 20] und durch die elektrischen Verluste im Federkontaktstift und am Übergang zum Substrat ($R \leq 5$ m Ω) entsteht eine zusätzliche Heizquelle, die das Messergebnis der TTA verfälscht. Das Heizen mit hohen Strömen in automatisierten Messständen und in der Produktionslinie ist deshalb problematisch.

Anstatt über U_{f-Body} oder $R_{DS(on)}$ mit hohen Strömen zu heizen, nutzt die im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Heiz/Mess-Quelle zum Heizen den Sättigungsbereich des MOSFETs. Dadurch fällt während der Heiz-Phase eine deutlich höhere Spannung über U_{DS} ab. So lässt sich I_{Heiz} bei gleicher P_{Heiz} signifikant reduzieren. Neben dem reduzierten Strom bietet die entwickelte Heiz/Mess-Quelle einen weiteren Vorteil. Als TSP wird anstelle von U_{f-Body} die temperatursensitivere U_{th} verwendet. Dadurch wird die Signalstärke erhöht und die Signalqualität verbessert. Für das Messen der U_{th} kann derselbe Schaltkreis wie für das Heizen im Sättigungsbereich verwendet werden. Das folgende Kapitel beschreibt Konzept, Anforderun-

¹Beispielhafte Werte für einen Leistungs-MOSFET mit einem maximalen I_D von 200 A [118].

gen und Auslegung der Heiz/Mess-Quelle sowie Messungen mit einem Prototyp [28]. Hinweis: Um den Text leserlicher zu gestalten, wird ausschließlich auf MOSFETs eingegangen. Die unterschiedlichen Namensgebungen für Spannungen, Ströme und Arbeitsbereiche für IGBTs würde sonst eine Doppelnennung erfordern. Die Methode und die Heiz/Mess-Quelle sind aber ebenso auf IGBTs anwendbar.

5.1 Vergleich der Heiz/Mess-Methoden bei Transistoren

5.1.1 Beschreibung der Heiz/Mess-Methoden

Die schematischen Schaltpläne für das Heizen über $R_{DS(on)}$, U_{f-Body} und im Sättigungsbereich sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst. Zusätzlich sind die jeweiligen einstellbaren Parameter und die Formel zur Berechnung von P_{Heiz} aufgelistet. Die Schaltungen für die drei Heiz-Methoden können ebenfalls direkt zum Messen von T_J des MOSFETs genutzt werden. Die jeweiligen TSP sind ebenfalls in Tabelle 5.1 zu sehen. Für die spätere TTA Messung können Heiz- und Mess-Methode bzw. Schaltung beliebig miteinander kombiniert werden, wie z.B. Heizen über $R_{DS(on)}$ und Messen über U_{f-Body} .

Tabelle 5.1: Schematischer Schaltplan für das Heizen von MOSFETs über $R_{DS(on)}$, U_{f-Body} und im Sättigungsbereich. Zusätzlich sind die einstellbaren Parameter zum Heizen, die erreichten P_{Heiz} und die zugehörigen TSP aufgelistet.

	$R_{DS(on)}$	U_{f-Body}	Sättigungsbereich
Schematischer Schaltplan			
Einst. Parameter	<ul style="list-style-type: none"> $I_{Supply} = I_D$ 	<ul style="list-style-type: none"> $I_{Supply} = I_D$ 	<ul style="list-style-type: none"> $U_{Supply} = U_{DS}$ $U_{Ref} \propto I_D$
P_{Heiz}	$R_{DS(on)} \cdot I_D^2$	$U_{f-Body} \cdot I_D$	$U_{DS} \cdot I_D$
TSP	$R_{DS(on)}$	U_{f-Body}	U_{th}

Beim Heizen über $R_{DS(on)}$ wird an U_{GS} eine hohe Spannung angelegt (z.B. 15 V), damit der MOSFET voll durchgeschaltet ist. Das spiegelt den Einsatz von MOSFETs in typischen Applikationen wieder. Über eine Konstantstromquelle wird I_D eingepreßt. P_{Heiz} ist in diesem Fall

gleich $I_D^2 \cdot R_{DS(on)}$. Für diese Variante kann I_D ebenfalls in inverser Richtung eingepreßt werden.

Wenn über U_{f-Body} geheizt wird, wird über U_{GS} 0 V oder eine negative Spannung angelegt, sodass der Kanal auf jeden Fall sperrt. Über eine Konstantstromquelle wird I_D in Flussrichtung der Body-Diode eingepreßt. Für P_{Heiz} stellt sich $I_D \cdot U_{f-Body}$ ein.

Die Schaltung für das Heizen im Sättigungsbereich ist im Vergleich zu den vorher beschriebenen Schaltungen komplexer. Für diese war jeweils nur eine Spannungsquelle und eine Stromquelle nötig. Beim Heizen im Sättigungsbereich befindet sich der MOSFET in einer Regelschleife mit einem Operationsverstärker (OPV). Dieser regelt U_{GS} so, dass der Kanal genau richtig zugeschnürt ist, um den gewünschte Strom I_D fließen zu lassen. Der Strom kann dabei über die Referenzspannung U_{Ref} eingestellt werden. Unabhängig von der Regelung ist U_{DS} über eine Spannungsquelle einstellbar. Somit stehen beim Heizen im Sättigungsbereich zwei Parameter zum Einstellen von P_{Heiz} zur Verfügung. Für P_{Heiz} gilt $I_D \cdot U_{DS}$. Um beim Heizen im Sättigungsbereich 50 W zu erreichen, ist bei $U_{DS} = 15$ V ein Strom von 3,3 A ausreichend. Bei den beiden anderen Heiz-Methoden waren es, wie vorher beschrieben, 85 A bzw. 40 A.

5.1.2 Vergleich der Temperatur-Sensitivität

Einer der wichtigsten Parameter in der TTA ist die Temperatur-Sensitivität SEN des TSP. Für eine einfache Umrechnung von Messsignal auf Temperatur muss SEN linear sein. Des weiteren sollte der Betrag von SEN möglichst groß sein, damit hohe Messsignale und damit auch ein höherer SNR erreicht wird. Für MOSFETs stehen mit $R_{DS(on)}$, U_{f-Body} und U_{th} drei TSP zur Verfügung, die für die TTA genutzt werden können [120].

Für einen Vergleich der verschiedenen TSP wurde SEN für 18 MOSFETs (Zwei MOSFET Typen, $U_{DSmax} = 60$ V, $I_{Dmax} = 50$ A bzw. 42 A, beide TO252 Package) bestimmt. Auf eine Auswertung von SEN für $R_{DS(on)}$ wurde verzichtet. Für die zwei vermessenen MOSFET-Typen ist SEN mit ca. $60 \mu\Omega/K$ zu klein. Selbst bei einem relative hohen I_{Mess} von 100 mA wäre SEN mit ca. $0,0006$ mV/K deutlich zu gering für eine sinnvolle Temperaturmessung. Die kleine Temperaturabhängigkeit von $R_{DS(on)}$ trifft für alle Leistungs-MOSFETs zu, weshalb $R_{DS(on)}$ als TSP für die TTA ungeeignet ist. Für U_{f-Body} und U_{th} wurde SEN für zwei I_{Mess} -Level im Temperaturbereich zwischen 25°C und 65°C bestimmt. Die Messwerte wurden dazu in 10°C Schritten aufgezeichnet und SEN , wie in Kapitel 3.1.4 beschrieben, berechnet. Die Ergebnisse sind in Abbildung 5.1 und Tabelle 5.2 zusammengefasst.

Die Linearität von SEN ist, wie in in Abbildung 5.1 zu sehen, sowohl für U_{f-Body} als auch für U_{th} gegeben. Für U_{th} werden allerdings mit über $-3,2$ mV/K für beide MOSFET-Typen deutlich höhere absolute Werte erreicht als für U_{f-Body} mit ca. $-2,0$ mV/K (Vergleich der Steigungen in Abbildung 5.1). Das entspricht im Schnitt einer Steigerung von SEN um 65 %. So kann der SNR bei gleichem Messequipment um 4,3 dB erhöht werden, nur indem anstatt U_{f-Body} die U_{th} als TSP verwendet wird. Für MOSFET 1 ist für U_{th} eine deutlich höhere Streuung von SEN im

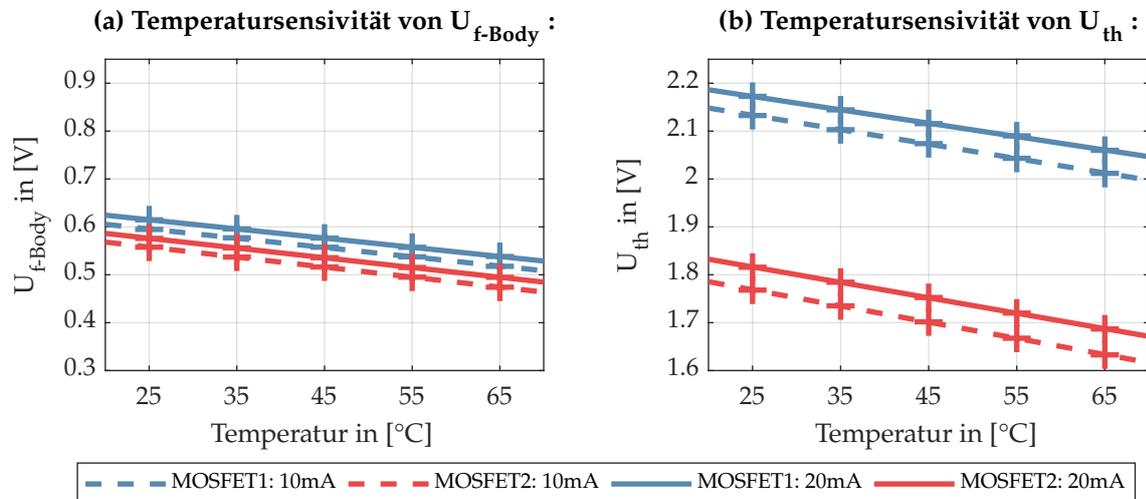


Abbildung 5.1: Vergleich SEN für (a) U_{f-Body} und (b) U_{th} anhand zwei verschiedener MOSFET-Typen für zwei I_{Mess} . Die Ergebnisse wurden jeweils über neun Bauteile gemittelt. Die Spannungsachsen sind identisch skaliert.

Tabelle 5.2: Mittelwert und Streuung von SEN in mV/K für U_{f-Body} und U_{th} über neun MOSFETs für zwei verschiedener MOSFET-Typen und zwei I_{Mess} .

	U_{f-Body}		U_{th}	
	10 mA	20 mA	10 mA	20 mA
MOSFET 1	-1.983 ± 0.025	-1.926 ± 0.021	-3.368 ± 0.159	-3.205 ± 0.179
MOSFET 2	-2.096 ± 0.013	-2.039 ± 0.011	-3.377 ± 0.032	-3.220 ± 0.029

Vergleich zu U_{f-Body} und zu MOSFET 2 zu erkennen. Mit $<5\%$ hält sich die Streuung aber im Rahmen. Der Vorteil der höheren SEN -Betrags überwiegt.

5.1.3 Einfluss der Temperatur-Verteilung

Sowohl beim Heizen als auch beim Messen bietet der Sättigungsbereich mit den geringen Strömen und der höheren SEN Vorteile. Allerdings entstehen die Verluste an anderen Positionen im Vergleich zum applikationsnahen Heizen über $R_{DS(on)}$ oder U_{f-Body} . Deshalb wird simulativ geprüft, ob das Heizen im Sättigungsbereich signifikant andere Ergebnisse in der TTA liefert.

Zur Veranschaulichung der Heiz-Positionen ist in Abbildung 5.2 ein schematischer Querschnitt einer einzelnen MOSFET-Zelle zu sehen. Beim dargestellten Aufbau handelt es sich um einen Super-Junction MOSFET, der bevorzugt für Leistungs-MOSFETs mit hohen Durchbruchspannungen verwendet wird [121]. Für den Fall, dass im Sättigungsbereich geheizt wird, entstehen die gesamten Verluste im Kanal (gestrichelte lila Linie). Beim Heizen über U_{f-Body} entstehen die Verluste am pn-Übergang der beiden Drift-Regionen (gestrichelte rote Linie). Beim Hei-

zen über $R_{DS(on)}$ entsteht der Großteil der Verluste in der n-Drift Region (Fläche, die durch die grün gestrichelte Linie umschlossen wird), die niedriger dotiert ist als das n^+ Substrat und deshalb ein deutlich niedrigeren elektrischen Leitwert hat [45]. Die Verluste im Kanal sind vergleichsweise gering und werden deshalb hier vernachlässigt.

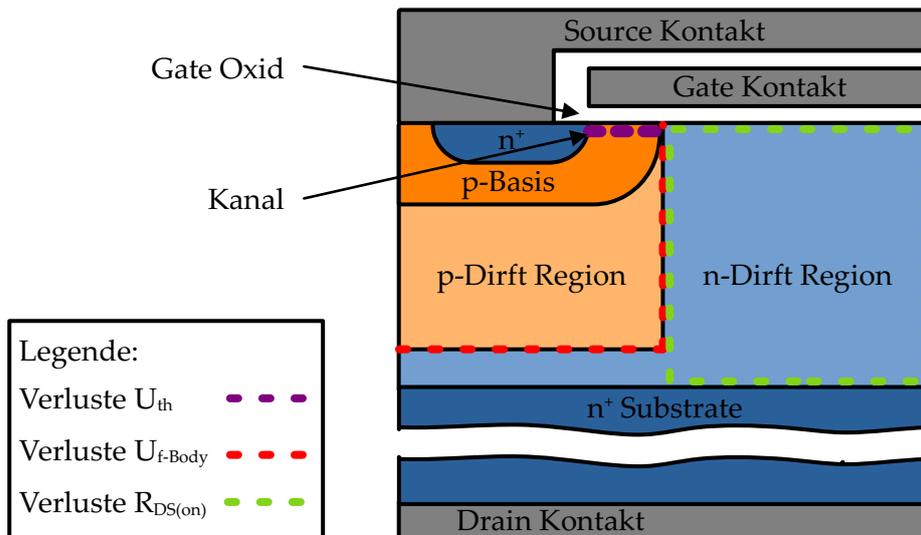


Abbildung 5.2: Schematischer Querschnitt einer einzelnen Zelle eines SJ-MOSFETs mit eingezeichneten Heiz-Bereichen für die drei Heiz-Methoden.

Um den Einfluss der Heiz-Positionen zu testen, wurde ein einfaches transientes thermisches Finite Element Simulationsmodell einer einzelnen Zelle aufgebaut. Dabei wurden folgende Geometrien verwendet: Zellenbreite und Tiefe $1,5 \mu\text{m}$, Breite p-Drift Region und n-Drift Region je $0,75 \mu\text{m}$, Breite Kanal $0,3 \mu\text{m}$, Höhe p-Drift Region $10 \mu\text{m}$, Höhe n-Drift Region $11 \mu\text{m}$ und Höhe n^+ Substrat $190 \mu\text{m}$. Als eingepreßte Leistung wurde $25 \mu\text{W}$ gewählt, was 11 W/mm^2 entspricht. An der Unterseite des n^+ Substrats wurde eine Wärmesenke mit 25°C platziert. Alle anderen Seiten wurden als adiabate Wände definiert, was einen seitlichen Wärmeaustritt verhindert. Die thermischen Eigenschaften des Siliziums wurden unabhängig der Dotierung auf 150 W/mK und $0,7 \text{ J/gK}$ gesetzt. Die Temperatur wurde für alle drei Heiz-Methoden jeweils im Kanal und der Body-Diode zeitaufgelöst simuliert.

Die Ergebnisse der Simulationen sind in Tabelle 5.3 über R_{th} zusammengefasst. Alle Ergebnisse sind relativ zum Heizen im Sättigungsbereich und Messen über U_{th} . Insgesamt ergeben sich für die sechs Varianten leicht unterschiedliche R_{th} . Das Konzept der neuen Heiz/Mess-Quelle erzielt dabei den höchsten R_{th} . Beim Heizen im Sättigungsbereich entstehen die Verluste an der oberen Kante der MOSFET-Zelle. Die Wärme muss deshalb die längste Strecke durch das Si zurücklegen, was zu einem höheren Temperaturanstieg führt. Durch die kürzere Strecke ist der R_{th} unabhängig vom TSP beim Heizen über $R_{DS(on)}$ und U_{f-Body} geringer. Aufgrund des

Tabelle 5.3: Simulative Prüfung des Einflusses der Heiz-Position und der Position der Temperaturmessung auf den R_{th} . Die Werte sind relativ zum Heizen über im Sättigungsbereich und Messen über U_{th} dargestellt. Bei dieser Variante muss die Wärme die längste Strecke zurücklegen und die Messposition ist am weitesten von der Wärmesenke entfernt. Deshalb zeigt diese Variante den höchsten R_{th} .

		Heizen		
		$R_{DS(on)}$	U_{f-Body}	Sättigungsbereich
TSP	U_{f-Body}	96,0%	96,1%	97,0%
	U_{th}	97,0%	97,1%	100,0%

Wärmefflusses von oben nach unten werden für alle Heiz-Methoden an der obersten Kante die höchsten Temperaturen erreicht. Der TSP U_{f-Body} misst die Temperatur an einer tieferen Stelle als U_{th} , weshalb die gemessene Temperatur und damit auch der R_{th} geringer ist. Die Unterschiede sind allerdings sehr gering. Der höhere R_{th} ist dabei eher positiv zu werten. Durch die weiter oben liegende Position von Heiz-Quelle und TSP wird ein zusätzlicher Bereich im MOSFET mit der TTA prüfbar.

5.1.4 Zusammenfassung des Vergleichs

Anstatt über $R_{DS(on)}$ oder U_{f-Body} zu heizen, wird im Rahmen dieser Arbeit eine Heiz/Mess-Quelle entwickelt, die den MOSFET im Sättigungsbereich aufheizt. Primäres Ziel des Ansatzes war es, den Strom zu reduzieren, um so eine variable Kontaktierung mit Federkontaktstiften zu ermöglichen. Um diese Methode zu realisieren, ist eine komplexere Schaltung notwendig, in der der MOSFET geregelt wird. Zusätzlich zum geringeren Strom wird mit U_{th} als TSP eine höhere SEN erreicht, was den SNR verbessert. Die unterschiedlichen Heizpositionen haben nur einen geringen Einfluss auf die TTA Ergebnisse.

5.2 Entwicklung der Heiz/Mess-Quelle

5.2.1 Anforderungen an die Heiz/Mess-Quelle

Um mit der Heiz/Mess-Quelle ein möglichst breites Spektrum an Leistungs-MOSFETs thermisch vermessen zu können, wurde die Einstellbereiche für Ströme, Spannungen und Zeiten wie folgt gewählt:

- Einstellbarer Heizstrom I_{D-Heiz} : 250 mA ... 5 A
- Einstellbare Heizspannung $U_{DS-Heiz}$: 5 V ... 20 V
- Einstellbare Heizzeit t_{Heiz} : 1 ms ... 120 s
- Einstellbarer Messstrom I_{D-Mess} : 5 mA ... 25 mA

- Einstellbare Messspannung $U_{DS-Mess}$: 5 V ... 20 V
- Einstellbare Messzeit t_{Mess} : 1 ms ... 120 s
- Umschaltzeit Heizen zu Messen $t_{Umschalt}$: < 10 μ s

P_{Heiz} kann so, je nach MOSFET, zwischen 1,25 W und bis zu 100 W gewählt werden. Um möglichst früh brauchbare Mess-Punkte in der $Z_{th}(t)$ -Kurve zu ermöglichen, sollte die Umschaltzeit von Heizen auf Messen möglichst kurz sein. Zusätzlich wurden folgende Schutzvorkehrungen getroffen, um die Heiz/Mess-Quelle vor Schäden zu schützen. Im Falle eines Fehlfunktion wird der Ausgang sofort deaktiviert:

- Übertemperatur (>85 °C)
- Gate Source Kurzschluss
- Drain Source Kurzschluss
- Kontrolle der Eingangsspannungen

Um Heiz/Mess-Quelle in ein modulares Mess-System integrieren zu können, wurde der Prototyp auf Basis einer 19-Zoll Einschubkarte designet. Die Einstellung der Spannungen und Ströme erfolgt über eine SPI-Schnittstelle, wobei die Heiz/Mess-Quelle als Slave agiert. Auf das Gesamtkonzept des modularen Mess-Systems wird in Kapitel 6.1 eingegangen.

5.2.2 Konzept der Heiz/Mess-Quelle

Auf Basis der Anforderungen wurde ein Konzept für die Heiz/Mess-Quelle erarbeitet und in Form eines Blockschaltbilds in Abbildung 5.3 zusammengefasst. Kernstück ist die Regelschleife, die aus den grau hinterlegten Komponenten und dem Device under Test (DUT) besteht. Der Regelkreis regelt I_D durch das DUT.

Eingangssignal der Regelschleife ist U_{Ref} . Um die Einstellung von I_D während der Heiz- und Mess-Phase unabhängig voneinander zu gestalten, ist U_{Ref} über einen gesteuerten Schalter (Referenz Auswahl) zwischen U_{Ref-H} und U_{Ref-M} wählbar. Beide sind durch Analog Digital Converter (ADC) über einen SPI-Bus einstellbar. Die Steuerung des Schalters erfolgt über die digitalen Signale HP (Heiz-Phase) und MP (Mess-Phase). Sowohl der SPI-Bus, als auch HP und MP kommen über den Backplane Stecker auf die Heiz/Mess-Quelle.

Die Regelung des Gates bzw. von U_{GS} erfolgt über einen Soll/Ist Vergleich zwischen U_{Ref} und dem Feedback-Signal U_{FB} , einem Integrierer (I-Regler) und einer Push-Pull Verstärkerstufe, um den Ausgang des I-Regler zu entlasten. U_{FB} wird durch einen Differenzverstärker erzeugt, der den Spannungsabfall über den Shunt-Widerständen aufgrund von I_D misst. Über einen Schalter wird mittels HP und MP der Shunt-Widerstand gewählt. Während der Mess-Phase ist der Schalter offen und nur der hochohmige R_{Sh-M} wirkt. Während der Heiz-Phase ist der Schalter geschlossen und der niederohmige R_{Sh-H} dominiert. Durch die Shunt-Auswahl kann

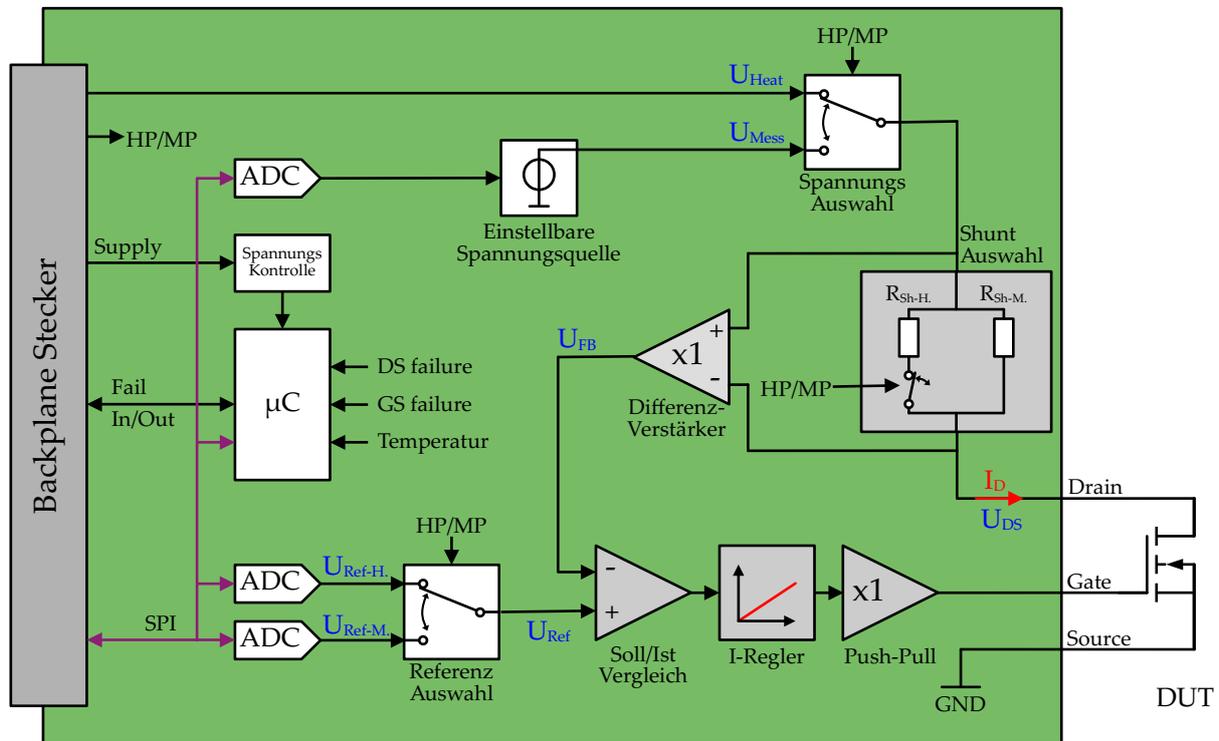


Abbildung 5.3: Blockschaltbild der Heiz/Mess-Quelle. Die grau ausgefüllten Kästchen bilden zusammen mit dem zu vermessenden DUT (einem MOSFET im Blockschaltbild) die Regelschleife.

der Regelkreis für die geringen I_{Mess} und die höheren I_{Heiz} gleichermaßen genutzt werden. Auf die genaue Funktion und Dimensionierung des Regelkreises wird in Kapitel 5.2.3 eingegangen.

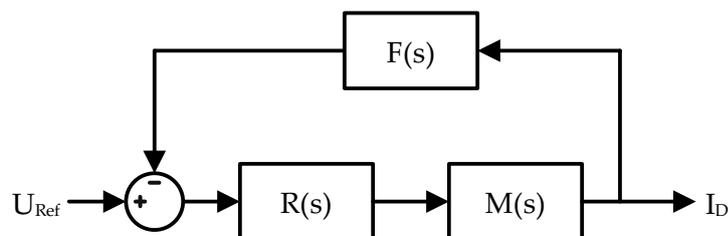
Die Einstellung von U_{DS} erfolgt ebenfalls über einen Schalter (Spannungsauswahl), der zwischen U_{Heiz} und U_{Mess} wählt. U_{Mess} wird durch eine steuerbare Spannungsquelle auf der Heiz/Mess-Quelle generiert. Die Spannungsquelle wird über einen ADC gesteuert. U_{Heiz} wird von einer externen Spannungsquelle erzeugt und kommt über den Backplane Stecker auf die Heiz/Mess-Quelle. Für die geforderten Sicherheitsfunktionen ist ein μC zuständig. Dieser prüft das DUT kontinuierlich auf Kurzschlüsse, die Eingangsspannungen auf Korrektheit und die Heiz/Mess-Quelle auf Übertemperaturen. Bei Detektion eines Fehlers deaktiviert der μC die Ausgänge und sendet eine Fehlernachricht an die Steuerung des gesamten Mess-Systems. Ein Bild des aufgebauten Prototyps der Heiz/Mess-Quelle ist in Abbildung 5.4 zu sehen.



Abbildung 5.4: Prototyp der Heiz/Mess-Quelle, realisiert als 19 Zoll Einschubkarte

5.2.3 Auslegung Regelstrecke

Die grundlegende Struktur der Regelschleife wurde beschrieben. Im Folgenden soll die Funktion im Detail erklärt, Schwachpunkte erläutert und die maximale mögliche Einschwingzeit zwischen Heiz- und Messphase bestimmt werden. Dazu ist in Abbildung 5.5 die Regelschleife der Heiz/Mess-Quelle mit dem Soll/Ist-Vergleich und den Übertragungsfunktionen der Blöcke Regler $R(s)$, MOSFET $M(s)$ und Feedback $F(s)$ dargestellt.

Abbildung 5.5: Blockschaltbild der Regelschleife der Heiz/Mess-Quelle mit Soll/Ist Vergleich, Regler $R(s)$, MOSFET $M(s)$ und Feedback $F(s)$.

Die Auslegung der Regelschleife erfolgt in dieser Arbeit über das Phasenrandkriterium [122]. Dazu wird die Verstärkung der offenen Regelschleife (engl. Open Loop) A_{OL} bestimmt:

$$A_{OL} = R(s) \cdot M(s) \cdot F(s) \quad (5.1)$$

Die Übertragungsfunktionen $R(s)$, $M(s)$ und $F(s)$ sind durch ihre elektrische Schaltung definiert. Eine vereinfachte Schaltung der Regelschleife ist in Abbildung 5.6 zu finden.

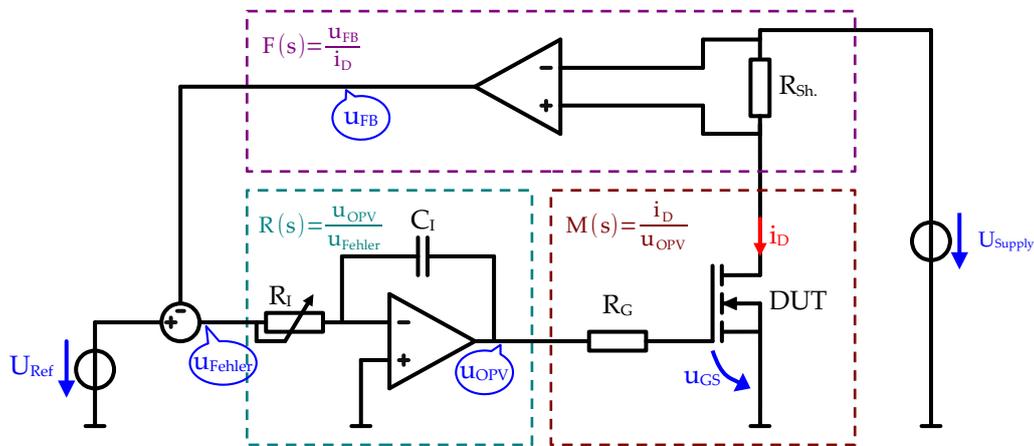


Abbildung 5.6: Vereinfachte Schaltung der Regelkreises, eingeteilt in die Blöcke $R(s)$, $M(s)$ und $F(s)$. Blaue Kreise markieren Potentiale in Bezug auf Ground.

Übertragungsfunktion Regler $R(s)$:

Als Regler wird in der Regelschleife ein I-Regler verwendet. Dieser besteht aus einem OPV, einem Widerstand R_I und einem Kondensator C_I . Der Regler ohne proportionalen (P-Anteile) und differentiellen (D-Anteile) Anteil wurde gewählt, da sonst ein Regelfehler entsteht. Zwischen OPV-Ausgang und negativem OPV-Eingang entsteht für diese Regelschleife eine Potentialdifferenz. Am negativem OPV-Eingang liegt im eingeschwungenem Zustand 0 V an. Am OPV-Ausgang liegt $U_{GS} \approx U_{th}$ an. Für einen zusätzlichen P-Anteil würde ein Widerstand parallel zu C_I verschaltet werden. Die Potentialdifferenz in Kombination mit dem Widerstand führt zu einem Stromfluss, der wiederum zum Regelfehler führt. Der Regelfehler ist dabei abhängig von U_{th} und damit für jedes DUT unterschiedlich. Gleiches gilt für D-Anteile. Deshalb wird ein reiner I-Regler verwendet. Für die Übertragungsfunktion gilt:

$$R(s) = \frac{1}{sR_IC_I} \quad (5.2)$$

Der Regler hat einen konstanten Phasenverzug von -90° über das ganze Frequenzspektrum. Die Verstärkung nimmt gleichbleibend mit -20 dB/Dekade ab. Die Verstärkung kann dabei über R_I und C_I eingestellt werden. $R(s)$ ist in Abbildung 5.7 als Bode-Diagramm dargestellt.

Übertragungsfunktion MOSFET $M(s)$:

Um die Übertragungsfunktion des MOSFETs $M(s)$ zu bestimmen, muss das nicht-lineare Verhalten des MOSFET zuerst linearisiert werden. Dazu wird der MOSFET durch eine spannungsgesteuerte Stromquelle ersetzt. Das Übertragungsverhältnis zwischen der Spannung U_{GS} und dem Strom I_D ist durch das Verhalten des MOSFETs im Sättigungsbereich (siehe Formel (2.6)) definiert und wird im Arbeitspunkt linearisiert. Das Verfahren ist in Abbildung 5.8 (a) gra-

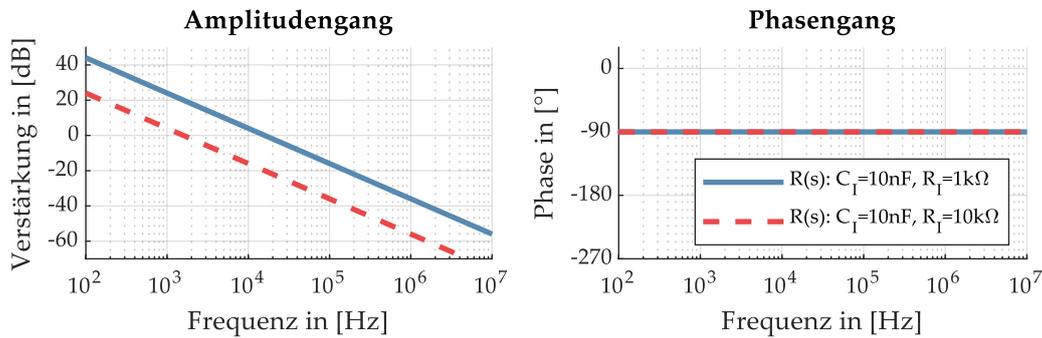


Abbildung 5.7: Bode-Diagramm von $R(s)$. Über R_I kann die Verstärkung eingestellt werden.

phisch für einen exemplarischen MOSFET dargestellt. Je nach Arbeitspunkt muss das Übertragungsverhältnis angepasst werden.

Das Übertragungsverhältnis entspricht der Transkonduktanz g_M des MOSFETs und ist abhängig von I_D . Die Abhängigkeit für den exemplarischen MOSFET ist in Abbildung 5.8 (b) zu sehen. Mit steigendem I_D steigt g_M wurzelförmig an. Der Zusammenhang kann mathematisch durch das Ableiten von Formel (2.6) nach U_{GS} bestimmt werden. K entspricht der Kanal-Konstante, die sich zwischen MOSFET Modellen unterscheidet.

$$g_M = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} = \sqrt{2 \cdot K \cdot I_D} \quad (5.3)$$

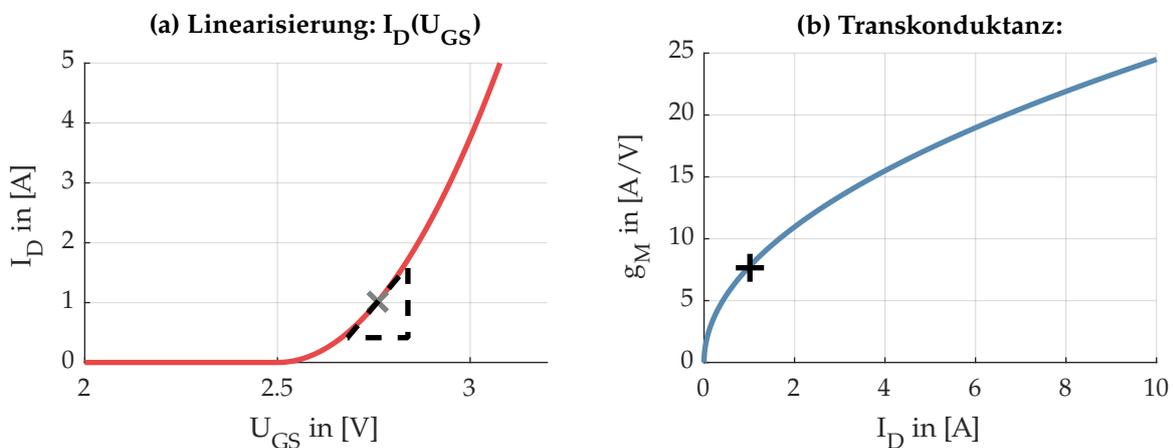


Abbildung 5.8: (a) Linearisierung des Übertragungsverhältnisses zwischen U_{GS} (Eingang) und I_D (Ausgang) im Sättigungsbereich eines MOSFETs mit $K = 30$ und $U_{th} = 2,5\text{ V}$ für den Arbeitspunkt $I_D = 1\text{ A}$. (b) Resultierende Transkonduktanz g_M in Abhängigkeit von I_D .

Neben der Linearisierung müssen bei der Bestimmung von $M(s)$ mehrere parasitäre Komponenten des MOSFETs und der Zuleitungen berücksichtigt werden. Diese sind in Abbildung 5.9 zusammengefasst. Relevant sind die drei parasitären Kapazitäten C_{GS} , C_{DG} und C_{DS} sowie die zwei parasitären Induktivitäten L_G und L_S . Der Anteil der parasitären Induktivität L_D wurde auf L_S aufgeschlagen.

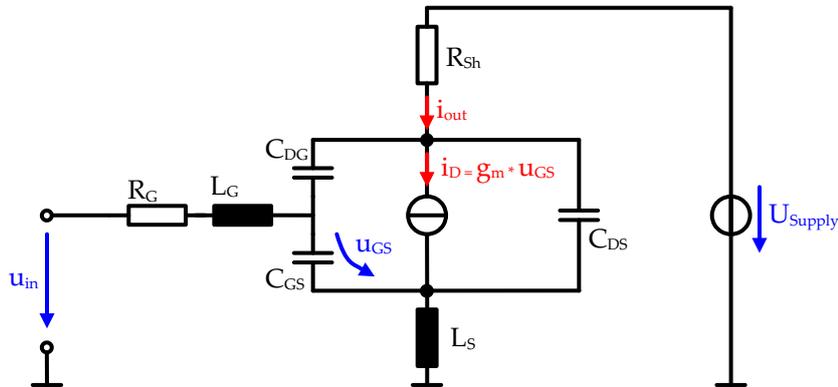


Abbildung 5.9: Schaltung des MOSFETs inklusive der relevanten parasitären Komponenten und der Linearisierung des MOSFETs als stromgesteuerte Spannungsquelle.

Durch Lösen aller Knoten- und Maschen-Gleichungen der Schaltung ergibt sich für die $M(s)$:

$$M(s) = \frac{i_{out}}{u_{in}} = \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}; \quad \text{mit:} \quad (5.4)$$

$$b_3 = -L_S(C_{DS}C_{GS} + C_{GS}C_{DG} + C_{DS}C_{DG})$$

$$b_2 = -g_M L_S C_{DG}$$

$$b_1 = -C_{DG}$$

$$b_0 = g_M$$

$$a_4 = L_S L_G (C_{DS}C_{GS} + C_{GS}C_{DG} + C_{DS}C_{DG})$$

$$a_3 = (L_S R_G + L_G R_{Sh} + L_S R_{Sh})(C_{DS}C_{GS} + C_{GS}C_{DG} + C_{DS}C_{DG}) + g_M L_S L_G C_{DG}$$

$$a_2 = L_G(C_{DG} + C_{GS}) + L_S(C_{DS} + C_{GS}) + R_G R_{Sh}(C_{DS}C_{GS} + C_{GS}C_{DG} + C_{DS}C_{DG}) \\ + g_M C_{DG}(L_S R_G + L_S R_{Sh} + L_G R_{Sh})$$

$$a_1 = R_G(C_{GS} + C_{DG}) + R_{Sh}(C_{DG} + C_{DS}) + g_M L_S + g_M C_{DG} R_G R_{Sh}$$

$$a_0 = 1$$

Das Bode-Diagramm von $M(s)$ ist in Abbildung 5.10 (a) für die Heiz-Phase mit kleinem $R_{sh} = 0,5 \Omega$ und (b) für die Mess-Phase mit großem $R_{sh} = 100 \Omega$ zu sehen. Dazu wurden alle parasitären und nicht-parasitären Bauteilwerte des realen Aufbaus vermessen und die Werte für die Berechnung genutzt. Zusätzlich zur theoretischen Übertragungsfunktion ist die experimentelle Übertragungsfunktion, gemessen mit Vektor-Netzwerkanalysator vom Typ Bode 100, dargestellt. Beide überlappen sich im relevanten Frequenzbereich bis ca. 1 MHz, was die Gültigkeit von Formel (5.4) beweist. Für Frequenzen > 1 MHz lieferte das Messgerät nur unzureichende Ergebnisse. Für die Mess-Phase ergibt sich durch die geringere g_M eine geringere Verstärkung und das Tiefpassverhalten setzt ca. 1 Dekade früher ein.

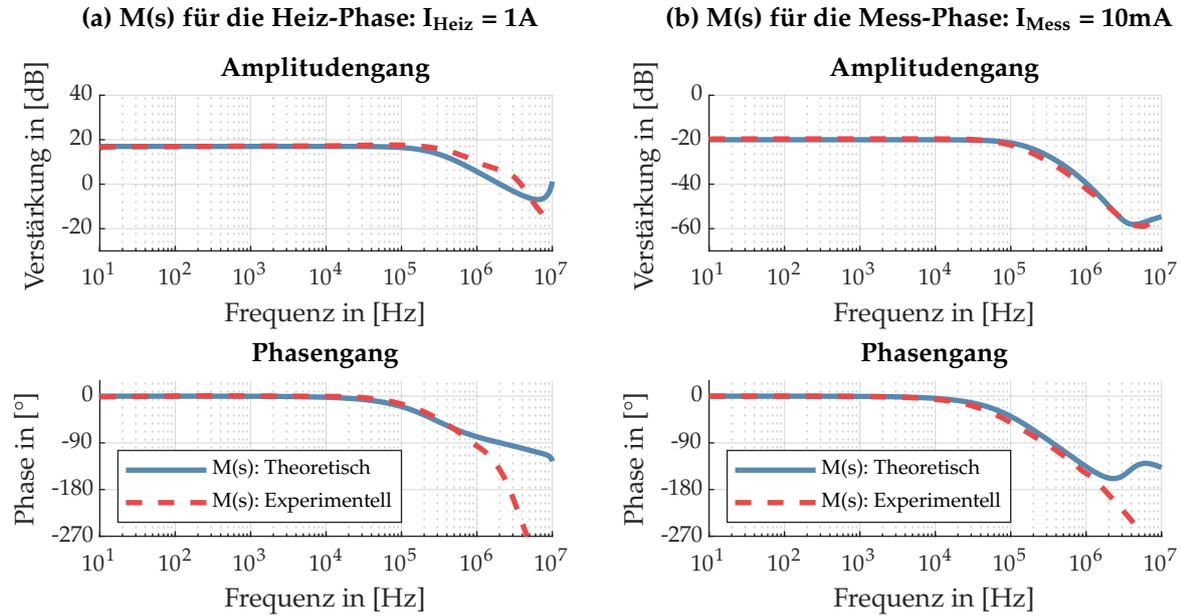


Abbildung 5.10: Theoretische und experimentelle Übertragungsfunktion $M(s)$ im Sättigungsbereich. Für die theoretische $M(s)$ wurden Bauteilwerte eines realen Aufbaus bestimmt ($C_{GS} = 17\text{ nF}$, $C_{GD} = 0,3\text{ nF}$, $C_{DS} = 9,0\text{ nF}$, $L_G = 150\text{ nH}$, $L_S = 80\text{ nH}$, $R_G = 12\ \Omega$ und $R_{Sh} = 0,5\ \Omega$ (Heiz-Phase) bzw. $R_{Sh} = 100\ \Omega$ (Mess-Phase)). Die experimentelle $M(s)$ wurde an diesem Aufbau mit einem Vektor-Netzwerkanalysator gemessen. Sowohl für die Heiz-Phase als auch für die Mess-Phase überlappen sich die theoretische und experimentelle $M(s)$.

Feedback:

Die Rückführung (engl. Feedback) erfolgt über R_{Sh} und den Differenzverstärker. Da der Differenzverstärker eine Verstärkung von $\times 1$ hat, ergibt sich für die Übertragungsfunktion $F(s)$:

$$F(s) = R_{Sh} \quad (5.5)$$

Open-Loop Verstärkung:

Für die Open-Loop Verstärkung A_{OL} gilt somit:

$$A_{OL} = \frac{1}{sR_I C_I} \cdot \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \cdot R_{Sh} \quad (5.6)$$

Für die stabile Auslegung der Regelschleife wurde das Phasenrandkriterium verwendet. Bei einer Verstärkung von 0 dB wurde eine Phasenreserve von mindestens 30° zu -180° definiert. Um eine möglichst schnelle Regelung zu erzielen, wird die Verstärkung des Reglers über den Widerstand R_I so eingestellt, dass die Phasenreserve von 30° exakt getroffen wird.

Allerdings ist die Einstellung von $R(s)$ stark von MOSFET, parasitären Komponenten und dem gewählten Arbeitspunkt abhängig. Der Regler muss deshalb individuell für MOSFET-Typen

und Mess-Einstellungen angepasst werden. Der kritischere Arbeitspunkt ist dabei die Mess-Phase, weshalb nur diese für die Auslegung betrachtet wird. Zwar ist die initiale Verstärkung von $M(s)$ in der Mess-Phase durch die geringere g_M (kleinerer I_D) niedriger, durch die höhere $F(s)$ -Verstärkung ist die A_{OL} -Verstärkung in der Mess-Phase jedoch größer als in der Heiz-Phase. Zusätzlich setzt das Tiefpassverhalten von $M(s)$ für die Mess-Phase bei kleineren Frequenzen ein.

Das Bode-Diagramm von A_{OL} ist in Abbildung 5.11 (a) zu sehen. Für $M(s)$ wurden die selben Parameter wie in Abbildung 5.10 verwendet. $R(s)$ ist in der Darstellung bereits optimal ausgelegt. Durch die Anpassung von R_I wurde die Verstärkung so vertikal verschoben, dass beim Überschreiten der horizontalen 0 dB-Linie die Phase exakt -150° ist.

Der Nachteil des I-Reglers in der Regelschleife ist, dass der Phasengang bereits mit -90° startet. Somit ist von Anfang an weniger Phasenreserve vorhanden. Bereits mit der ersten Polstelle in $M(s)$ sinkt die Phase um weitere 90° und das Auslegungskriterium wird unterschritten. Der relevante Faktor für die Auslegung ist deshalb die erste Polstelle von $M(s)$.

Die Lage der ersten Polstelle kann nicht direkt aus $M(s)$ abgelesen werden. Eine simulative Analyse hat gezeigt, dass die Polstelle fast ausschließlich vom Term $R_{Sh}(C_{DG} + C_{DS})$ aus a_1 in Formel (5.4) abhängt. R_{Sh} ist durch die Heiz/Mess-Quelle fest definiert, C_{DG} und C_{DS} durch den MOSFET und damit unterschiedlich für verschiedene MOSFET-Typen. Da $C_{DG} \ll C_{DS}$,

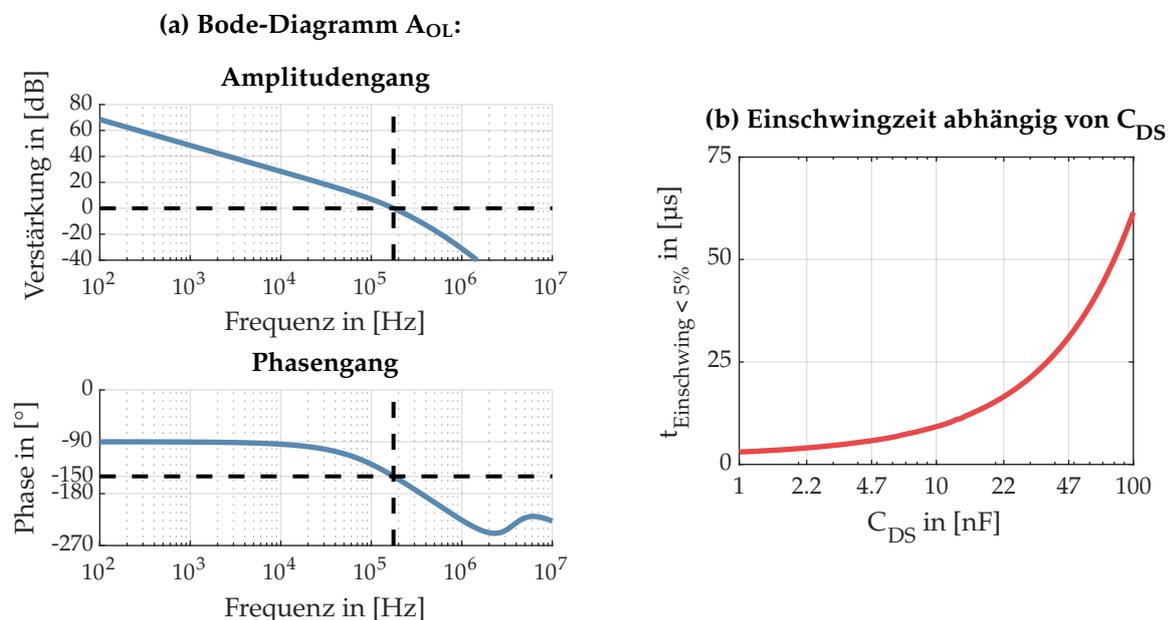


Abbildung 5.11: (a) Bode-Diagramme von A_{OL} während der Mess-Phase mit der optimalen Einstellung der Regler-Verstärkung für $C_{DS} = 9,0 \text{ nF}$. Bei der Verstärkung von 0 dB bei ca. 200 kHz ergibt sich eine Phasenreserve von 30° zu -180° . Beides ist durch die schwarz gestrichelten Linien markiert. (b) Die resultierende Zeit bis zum Einschwingen unter 5% Abweichung mit der optimalen Einstellung des Reglers in Abhängigkeit von C_{DS} .

ist die Auslegung des Reglers und damit die Einschwinggeschwindigkeit hauptsächlich von C_{DS} abhängig. Je größer C_{DS} desto länger ist die Einschwingzeit. Die Einschwingzeit in Abhängigkeit von C_{DS} ist in 5.11 (b) zu sehen.

Der große Nachteil des Konzepts der Heiz/Mess-Quelle ist die Abhängigkeit des Regelverhaltens vom DUT selbst. Im speziellen hat C_{DS} einen großen Einfluss auf die Einschwingzeit und damit auf den ersten korrekten Messpunkt. Die Einstellung der Regelschleife erfolgt individuell für den jeweiligen MOSFET-Typ. Die Vorteile des Konzepts überwiegen aber, weshalb die Heiz/Mess-Quelle vor allem im Bezug auf die Automatisierung sinnvoll ist.

5.2.4 Schaltverhalten des Prototypen

Die beschriebene Auslegung der Regelschleife wurde auf dem Prototypen der Heiz/Mess-Quelle zur Vermessung eines MOSFETs angewandt. Die resultierenden Strom und Spannungsverläufe beim Umschalten von Heiz-Phase in die Mess-Phase sind in Abbildung 5.12 zu sehen. Die Spannung wurde dabei von $U_{Heiz} = 11,0\text{ V}$ auf $U_{Mess} = 10,0\text{ V}$ geändert, der Strom von $I_{Heiz} = 1,0\text{ A}$ auf $I_{Mess} = 20,0\text{ mA}$. Als DUT wurde ein 100 A/60 V MOSFET verwendet mit

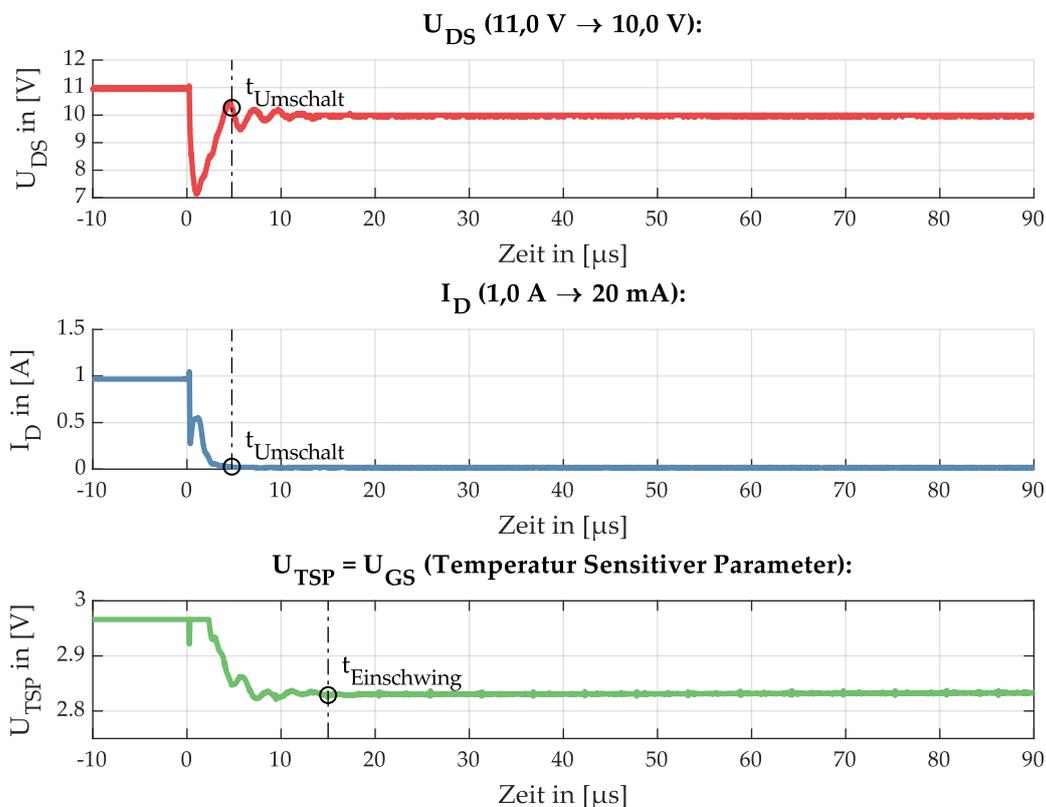


Abbildung 5.12: Umschaltverhalten der Heiz/Mess-Quelle für einen exemplarischen MOSFET. Die Regelschleife erreichte dabei $t_{Umschalt} < 5\text{ }\mu\text{s}$ und $t_{Einschwing} = 15\text{ }\mu\text{s}$.

$C_{DS} = 9,0 \text{ nF}$. Um die Strom-Änderung und den Spannungseinbruch zu limitieren, wurde zusätzlich ein DRC-Snubber parallel zu R_{Sh-M} verbaut.

Durch die Auslegung der Regelschleife für den MOSFET-Typ konnte eine $t_{Umschalt}$ (Zeit bis zum Erreichen von I_{Mess} mit 10 % Abweichung) von unter $5 \mu\text{s}$ erreicht werden. Das liegt innerhalb der geforderten $10 \mu\text{s}$. Kurze $t_{Umschalt}$ sind wichtig, um möglichst schnell P_{Mess} zu erreichen und damit zeitlich begrenzte Leistungssprünge. Bis U_{GS} eingeschwungen ist, benötigt die Regelschleife ca. $t_{Einschwing} = 15 \mu\text{s}$. Dieser Wert ist leicht höher als die erwarteten ca. $10 \mu\text{s}$ aus der theoretischen Reglerauslegung in Abbildung 5.11 (b). Kurze $t_{Einschwing}$ sind notwendig, um möglich früh auswertbare Messpunkte zu bekommen.

5.3 Qualifizierung der Heiz/Mess-Quelle

5.3.1 Vergleich gegenüber kommerziellem Equipment anhand Si-MOSFETs

Um Messprinzip und Prototyp der Heiz/Mess-Quelle zu verifizieren, wurden Vergleichsmessungen an realen Bauteilen durchgeführt. Als DUT diente ein 46 A/60 V n-Kanal MOSFET im TO252 Package. Dieser wurde mittels SAC305 auf eine Al-MCPCB gelötet. Der Simcenter T3STER und der TIMA[®]pluse von Nanotest [123] wurden als Referenz-Equipment verwendet. Beide nutzen zum Heizen und messen die Body-Diode. Für I_{Heiz} über die Body-Diode wurde der maximale Strom von 2 A beim T3STER und 8 A beim TIMA[®]pluse gewählt. Für I_{Mess} wurde 10 mA eingestellt. Die Messungen mit der Heiz/Mess-Quelle wurden mit $U_{Heiz} = U_{Mess} = 10 \text{ V}$, $I_{Heiz} = 1 \text{ A}$ und $I_{Heiz} = 10 \text{ mA}$ durchgeführt. Für alle Messungen galt $t_{Heiz} = t_{Mess} = 10 \text{ s}$ [28].

Die $Z_{th}(t)$ -Ergebnisse der zwei Referenz-Equipments und der Heiz/Mess-Quelle sind in Abbildung 5.13 (a) zu sehen. Die Kurven überlappen sich bis ca. $0,3 \text{ s}$, bevor alle unterschiedlich terminieren. Ursache für den Fehler am Ende ist das TIM zum Kühlkörper. Dieses wurde bei den Messungen in verschiedenen Laboren nicht ausreichend auf eine identische thermische Anbindung kontrolliert. Dieser Zeitbereich ist allerdings für die Verifikation der Heiz/Mess-Quelle nicht relevant. Im Zeitbereich davor überlappen sich die Kurven. Um die Unterschiede zu verdeutlichen, ist in Abbildung 5.13 (b) der Unterschied zu T3STER Messung dargestellt. Die Streuung der Kurven ist dabei durchgängig $<0,05 \text{ K/W}$ im relevanten Zeitbereich. Dies verifiziert die Funktion Messmethode und die Funktion der Heiz/Mess-Quelle. Dabei konnte mit $12 \mu\text{s}$ mit der Heiz/Mess-Quelle eine schnellere Umschaltzeit im Vergleich zu den anderen mit $15 \mu\text{s}$ (T3STER) bzw. $25 \mu\text{s}$ (TIMA[®]pluse) erreicht werden.

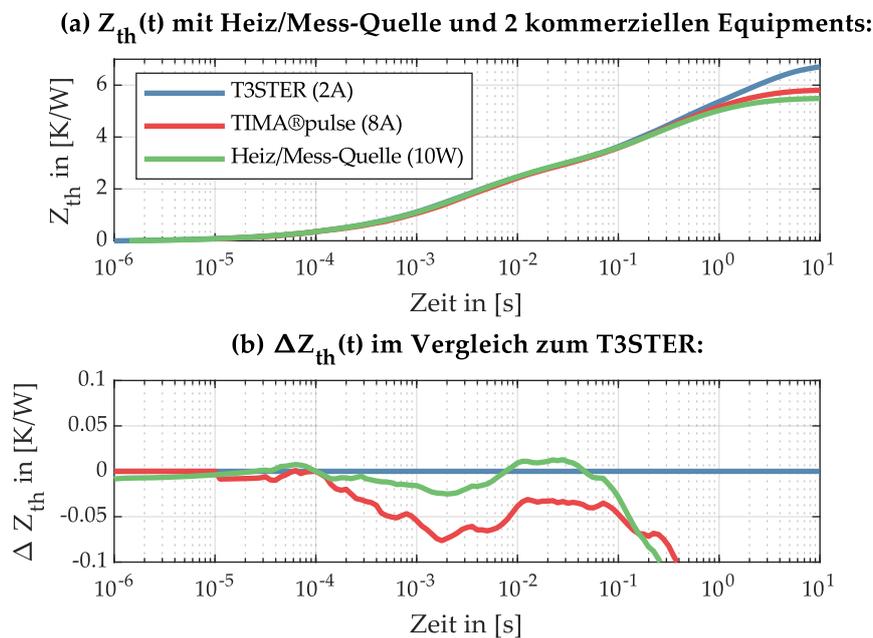


Abbildung 5.13: Vergleichsmessungen mit der Heiz/Mess-Quelle und zwei kommerziellen TTA-Equipments an den selben Bauteilen. Im Zeitbereich $< 0,3\text{s}$ überlappen sich die $Z_{th}(t)$ -Kurven mit einer Streuung $< 0,05\text{ K/W}$, was die Funktion verifiziert. Nach $0,3\text{s}$ trennen sich die Kurven aufgrund unterschiedlicher TIM-Eigenschaften.

5.3.2 Vermessung von IGBTs und SiC-MOSFETs

Bis zu diesem Punkt waren alle Erklärungen, Auslegungen und Experimente in diesem Kapitel auf Si-MOSFETs bezogen. Das Messprinzip der Heiz/Mess-Quelle ist theoretisch auf IGBTs und SiC-MOSFETs anwendbar. Die experimentellen Ergebnisse von zwei exemplarischen Messungen an diesen Bauteilen ist in Abbildung 5.14 zu sehen.

Für IGBTs liefert die Heiz/Mess-Quelle korrekte Ergebnisse. Die $Z_{th}(t)$ ist nach dem Einschwingen bei ca. $200\ \mu\text{s}$ monoton steigend. Für SiC MOSFETs ist das Konzept der Heiz/Mess-Quelle jedoch nicht geeignet. Im frühen Zeitbereich vor $3\ \text{ms}$ sinkt die $Z_{th}(t)$, was thermisch inkorrekt ist. Grund dafür ist die dynamische Instabilität von U_{th} bei SiC-MOSFETs [124]. Die Temperatur kann für diesen Zeitbereich deshalb nicht korrekt aus der U_{th} berechnet werden. Die Heiz/Mess-Quelle ist deshalb nicht auf SiC-MOSFETs anwendbar.

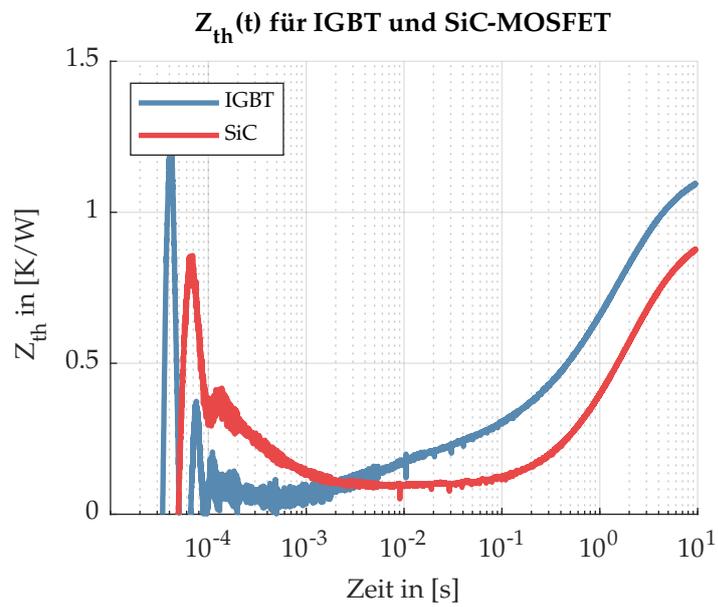


Abbildung 5.14: $Z_{th}(t)$ für einen IGBT und einen SiC MOSFET, gemessen mit der neuen Heiz/Mess-Quelle. Für SiC MOSFETs ist die Heiz/Mess-Quelle nicht geeignet, da U_{th} nach dem Umschalten nicht stabil ist.

6 Automatisierung der transienten thermischen Analyse

Die TTA mit kommerziellem Equipment ist sehr zeitintensiv und fehleranfällig. Für jede Messung muss der Nutzer das DUT manuell kontaktieren, die Messung starten und die Ergebnisse kontrollieren. Um den personellen Arbeitsaufwand zu minimieren, wurden zwei Messstände für die automatisierte TTA-Messung entwickelt, einer für Messungen im Labor und einer für die Produktionslinien. Die Messstände bestehen aus mehreren Teilsystemen, die über eine zentrale Software gesteuert werden. Dieses Kapitel beschreibt das modulare TTA-Equipment als zentrales Teilsystem, die aufgebauten Messstände und die Software mit graphischer Oberfläche.

6.1 Modulares TTA-Equipment

Das modulare TTA-Equipment ist das Kernstück der beiden automatisierten Messstände. Um vollen Zugriff auf Kommunikationsschnittstellen und alle einstellbaren Parameter zu haben, wurde ein hauseigenes TTA-Equipment an der THI entwickelt, anstatt auf einer kommerziellen Lösung aufzubauen. Ziel war es, ein variables und skalierbares Messgerät zu entwickeln. Als Grundlage wurde deshalb ein 19" (19 Zoll) Einschubsystem gewählt. Die Elektronik ist dabei auf einzelne Einschubkarten verteilt. Jede der Einschubkarten erfüllt eine spezifische Aufgabe. So kann das Gesamtsystem je nach Mess-Anforderung durch Auswahl geeigneter Einschubkarten angepasst werden. Aktuell stehen dafür eine Power-Supply-Unit, eine Control-Unit mit Microcontroller, eine Heiz/Mess-Quelle für LEDs, eine Einschubkarte zur Charakterisierung von MOSFETs und LEDs, ein Messverstärker, eine Multiplexer-Karte und die vorher beschriebene Heiz/Mess-Quelle für MOSFETs zur Verfügung. Alle Einschubkarten sind über Steckverbindungen an der Hinterseite an die Backplane im 19"-Rack angeschlossen. Die Backplane ist für die Kommunikation zwischen den Einschubkarten und deren Spannungsversorgung verantwortlich. In Abbildung 6.1 (a) sind drei Einschubkarten und in (b) der 19"-Rack mit drei gesteckten Einschubkarten und zwei freien Slots zu sehen. Neben der Variante mit fünf Slots steht auch eine Variante mit zehn Slots zur Verfügung.

Die Kommunikation zwischen PC und TTA-Equipment erfolgt über eine USB-Schnittstelle auf der Control-Unit. Die Control-Unit gibt die Informationen an die anderen Einschubkarten weiter. Über ein maßgeschneidertes Kommunikationsprotokoll können Parameter, wie z.B. Heiz/Mess-Strom, Heiz/Mess-Spannung und Länge der Heiz/Mess-Phase eingestellt werden. Ebenso sind die Standard TTA und der DPA auf dem TTA-Equipment implementiert. Für manuelle TTA-Messungen kann das TTA-Equipment als eigenständiges System genutzt werden.



Abbildung 6.1: Modulares TTA-Equipment auf Basis eines 19"-Einschubsystems. (a) Drei Einschubkarten (Power-Supply-Unit, Control-Unit und Heiz-/Mess-Quelle für MOSFETS) und (b) 19"-Rack mit fünf Slots (Drei belegte Slots links und 2 frei Slots rechts).

6.2 Automatisierter Messstand für Laboruntersuchungen

Für die Automatisierung wird das TTA-Equipment in einen Messstand integriert und die Funktionen durch weitere Teilsysteme erweitert. Der Automatisierte Thermische Impedanz Messstand (ATIM) wurde erstmals in [30] vorgestellt und in [29] weiterentwickelt. Ein Bild der aktuellen Version des ATIM ist in Abbildung 6.2 zu sehen.

Für eine automatisierte TTA-Messung wird das Substrat mit mehreren Bauteilen (H) auf eine temperierte Platte (I) gelegt. Über geregelte Peltier-Elemente wird die Temperatur der Platte eingestellt und stabil gehalten. Die elektrische Kontaktierung wird durch einen wechselbaren Probing-Adapter (G) mit Federkontaktstiften aufgebaut. Die Federkontaktstifte drücken dazu auf Probing-Pads auf dem Substrat. Zusätzlich werden rein mechanische Federstifte verwendet, um den Anpressdruck des Substrats auf die temperierte Platte zu erhöhen. Der Probing-Adapter ist über Kabel mit dem modularen TTA-Equipment (C) und der Datenerfassungseinheit (B) verbunden. Für die Automatisierung wird der Probing-Adapter über vier Achsen verfahren und so alle Bauteile nacheinander kontaktiert. Die YZ-Achse (J) verfährt dabei die temperierte Platte. Der Probing-Adapter ist über die Z-Achse (D) und die rotierbare A-Achse (E) verfahrbar. Durch dieses Setup können die Kabel vom Probing-Adapter zum TTA-Equipment möglichst kurz gehalten werden. Die Achsen werden über das XYZA-Steuergerät (K) angesteuert. Die Verfahwege werden über ein Kamera-System (F) und dem Substrate-Design berechnet. Eine steuerbare Spannungsquelle (L) versorgt das TTA-Equipment. TTA-Equipment, Datenerfassungseinheit, XYZA-Steuergerät, Spannungsquelle, temperierte Platte und Kamera-System sind über USB oder LAN an einen Steuer-PC angeschlossen.

Der ATIM wurde für Messungen im Labor entwickelt. Durch den einfach wechselbaren Probing-Adapter ist das System sehr flexibel. Je nach Form und Anordnung der Probing-Pads auf dem Substrate und Halbleiter-Type des DUT wird der Probing-Adapter designt. Insgesamt steht auf der temperierten Platte eine Fläche von $16 \times 16 \text{ cm}^2$ zur Verfügung, die für eine oder mehreren Substrate genutzt werden kann. Nach dem Start vermisst der ATIM nacheinander

alle Bauteile und speichert die Mess-Ergebnisse ohne eine notwendige Interaktion des Nutzers. Durch die Fläche der Platte kann es sich dabei um mehr als 100 Bauteile auf einmal handeln. Durch die sequenzielle Messung der Bauteile wird allerdings viel Zeit benötigt. Neben der TTA ist es mit dem ATIM auch möglich, die Temperatursensitivität der TSP automatisiert zu bestimmen. Dazu werden die DUTs über die temperierte Platte auf die gewünschten Temperatur-Niveaus erhitzt und der TSP vermessen.

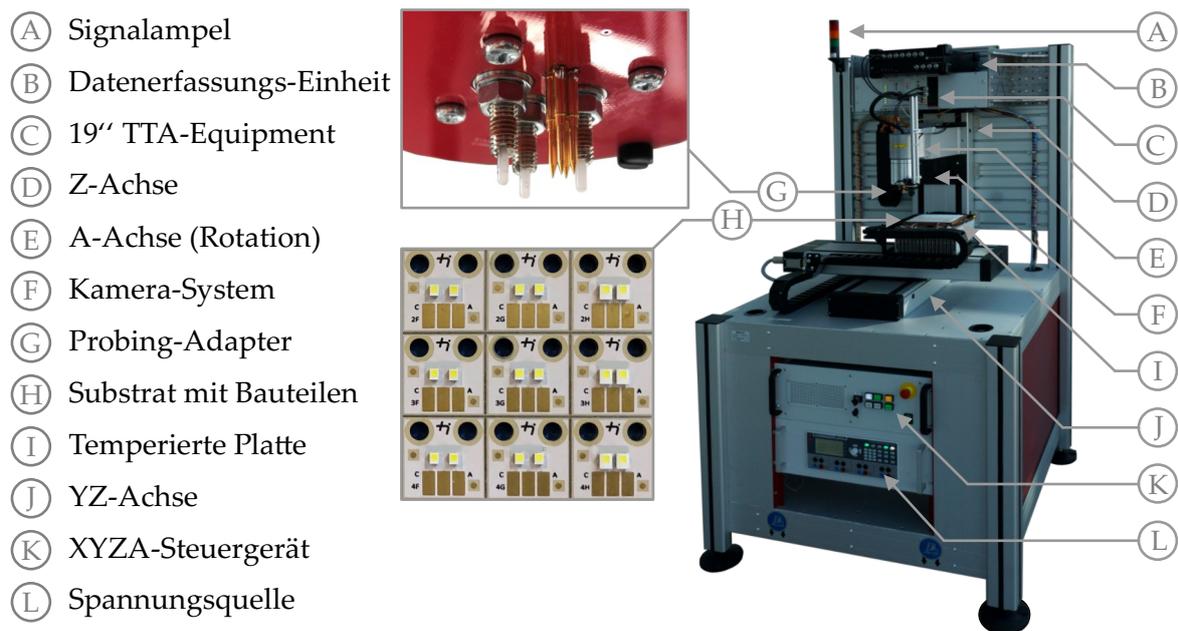


Abbildung 6.2: Automatisierter Thermische Impedanz Messstand (ATIM) mit Beschreibung der Teilsysteme. Als Substrate ist eine Leiterplatte mit insgesamt 18 LEDs und den zugehörigen Pads zu sehen. Der zugehörige Probing-Adapter besteht aus vier Federkontaktstifte (4-Drahtmessung) und drei rein mechanischen Kontaktstiften, zum Andrücken des Substrats auf die temperierte Platte.

6.3 Automatisierter Messstand für den Einsatz Produktionslinie

Die sequenzielle Vermessung der Bauteile ist für einen Einsatz der TTA in der Produktionslinie ungeeignet. Um die kurzen Taktzeiten der Produktion-Linie zu halten, wurde ein zweiter Messstand entwickelt. Der InLine Thermische Impedanz Messstand (ILTIM) wurde in [31] vorgestellt. Dieser setzt auf eine parallele Vermessung von Bauteilen, um die Messzeit für das Gesamt-Modul zu reduzieren. Ermöglicht hat den ILTIM jedoch erst der DPA. Ohne den DPA würde selbst die TTA eines einzelnen Bauteils in ausreichender Qualität für die Produktionslinie zu lange dauern.

Der ILTIM ist mit seinen Teilsystemen in Abbildung 6.3 zu sehen. Die Auslegung und das mechanische Design wurde auf einen kommerziellen Frequenzumrichter für Hybridfahrzeu-

ge (E) eines kommerziellen Anbieters zugeschnitten. Der Frequenzumrichter besteht aus fünf Halbbrücken mit je zwei Si-MOSFETs, die zur Ansteuerung einer 5-phasigen Elektromaschine eingesetzt werden. Jede Halbbrücke ist auf einem separaten DBC realisiert, die mit Kleber auf den Kühlkörper bzw. das Gehäuse aufgebracht sind. Eine Beschreibung des Aufbaus des Frequenzumrichters erfolgte bereits in Kapitel 2.4. Die Vermessung des Frequenzumrichters erfolgt in einem halbfertigen Zustand während des Produktionsprozesses. Die einzelnen DBC sind bereits auf den Kühlkörper geklebt und die MOSFETs über Wire- und Ribbonbonds mit der DBC elektrisch verbunden. Die Verbindungen zu Gate-Treibern und zu anderen externen Anschlüssen sind aber noch nicht realisiert. Im Zustand der Vermessung ist der thermische Pfad komplettiert, aber die MOSFETs elektrisch zugänglich.

In der aktuellen Version des ILTIM ist die Zuführung der Module noch nicht über ein Transportband realisiert. Dabei handelt es sich aber um eine rein mechanische Implementierung, die aus finanziellen Gründen nicht realisiert wurde. Für die TTA-Messung muss der Frequenzumrichter manuell in eine Halterung auf der Z-Achse (F) gelegt werden. Die Z-Achse wird über einen Motor (H) angetrieben und fährt gegen den Probing-Adapter (D). Im Gegensatz zum ATIM ist der Probing-Adapter beim ILTIM deutlich komplexer. Alle Kontakte für alle Bauteile müssen gleichzeitig aufgebaut werden. Deshalb sind deutlich mehr Federkontaktstifte nötig. Für die zehn MOSFETs auf dem Frequenzumrichter werden insgesamt 40 Federkontaktstifte verwendet. Der Probing-Adapter ist über Kabel mit fünf 2:1-Multiplexern (C) verbunden. Jeder Multiplexer ist für eine Halbbrücke zuständig und verbindet erst den einen MOSFET mit dem TTA-Equipment (B) und Datenerfassungs-Einheit (A) und danach den anderen MOSFET. So können jeweils fünf MOSFETs parallel vermessen werden. Eine parallele Messung aller zehn MOSFETs ist aufgrund der elektrischen Verbindung innerhalb der Halbbrücke nicht möglich.

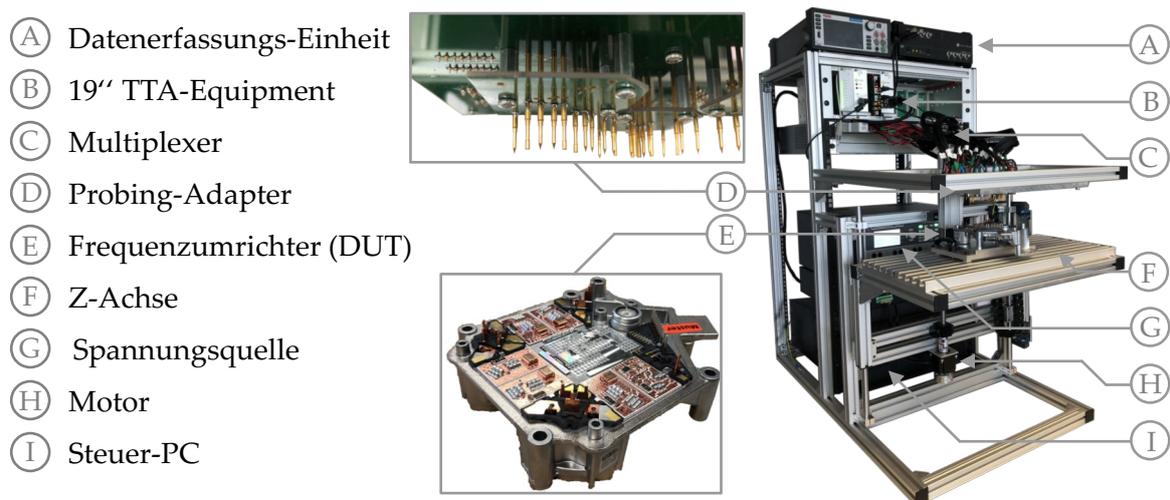


Abbildung 6.3: InLine Thermische Impedanz Messstand (ILTIM) mit Beschreibung der Teilsysteme. Der Frequenzumrichter besteht aus fünf Halbbrücken mit je zwei Si-MOSFETs auf fünf individuellen DBCs. Die sechste DBC ist der Stellrichter des Rotors.

Alle Geräte werden durch den Steuer-PC (I) gesteuert.

Der Probing-Adapter und die Halterung auf der Z-Achse sind bei ILTIM individuell auf das DUT zugeschnitten. Durch Anpassungen können auch andere Module vermessen werden. Je nach Taktzeit der Produktionslinie kann die TTA-Messzeit gewählt werden. Für das Verfahren der Z-Achse müssen ca. 1,6 s für beide Fahrten berücksichtigt werden.

6.4 Steuersoftware mit graphischer Oberfläche

Die Ansteuerung der Geräte und die Auswertung und Speicherung der Messdaten erfolgt über eine zentrale Software. Für das modulare TTA-Equipment, den ATIM und den ILTIM wird die selbe Software verwendet, die je nach eingesetzten Teil-Systemen angepasst wird.

Um die Bedienung des Equipments für den Nutzer einfach zu gestalten, erfolgt die Steuerung über eine graphische Oberfläche. Diese ist in Abbildung 6.4 zu sehen und kann grob in die Bereiche Steuerung der Teil-Systeme und Messeinstellungen (A-D), Datenvisualisierung (E-G) und Starten/Abbrechen von Messungen (H-I) unterteilt werden.



Abbildung 6.4: Graphische Oberfläche der Steuersoftware für TTA-Equipments, ATIMs und ILTIM

7 Experimentelle Anwendung der Verbesserungen

Abschließend sollen die neuen Möglichkeiten in der TTA durch den DPA, die neue Heiz/Mess-Quelle und die aufgebauten Messstände aufgezeigt werden. Auf eine ausführliche Auswertung von Zuverlässigkeitsdaten für Bauteile, Materialien und Aufbaukonzepte wird dabei bewusst verzichtet. Im Vordergrund steht die Verbesserung der Messmethode selbst. Diese wird anhand von dreier Beispiele dargestellt.

7.1 Umfangreiche Studien durch die Automatisierung

Die Automatisierung der TTA durch den ATIM ermöglicht Versuchsreihen in einem völlig neuem Umfang. Im Rahmen der Arbeit wurde eine Zuverlässigkeitsstudie für Automotive High-Power LEDs auf Aluminium Metallkern Leiterplatten durchgeführt. Insgesamt wurden 1.800 LEDs untersucht. Dabei wurden neun verschiedene LED Modelle und fünf SAC+ Lote berücksichtigt. Ziel war es, den Einfluss des Package-Designs der LED und den Einfluss der Lötpasten-Zusammensetzung (siehe Tabelle 7.1) zu bewerten.

Für die Studie wurden die LEDs auf 20 Testboards á 90 LEDs gelötet. Jedes Testboard enthält je zehn LEDs von jedem LED Package. Pro Lot wurden vier identische Testboards aufgebaut. Ein gelötetes Testboard ist in Abbildung 7.1 zu sehen. Jede LED ist über die vergoldeten Probing-Pads individuell kontaktierbar. Zur Prüfung der Langzeit-Zuverlässigkeit wurden die LEDs für 1.500 TSZ zwischen -40°C und 125°C mit 30 min Haltezeit beschleunigt gealtert. Die Proben wurden dabei an 12 Alterungszuständen zwischen 0 und 1.500 TSZ mit der TTA qualifiziert. So wurden insgesamt über 40.000 TTA-Messungen durchgeführt. Ohne die Automatisierung des ATIM ist die Durchführung einer solch umfangreichen Studie nur mit immensem personellen Aufwand möglich. Die Beschreibung der LEDs, Lote und die initiale Charakterisierung wurde in [33] veröffentlicht. Die Langzeitzuverlässigkeit der LEDs und Lote in [34].

Tabelle 7.1: Zusammensetzung der verwendeten Lotpasten in Gewichtsprozent

Paste	Zusatzstoffe					
	Ag	Cu	Sb	Bi	Ni	In
SAC105	1,0	0,5	-	-	-	-
SAC + BiIn	1,0	0,7	-	1,6	-	0,2
SAC305	3,0	0,5	-	-	-	-
SAC + Sb	3,2	0,7	5,5	-	-	-
SAC + SbBiNi	3,8	0,7	1,5	3,0	0,15	-

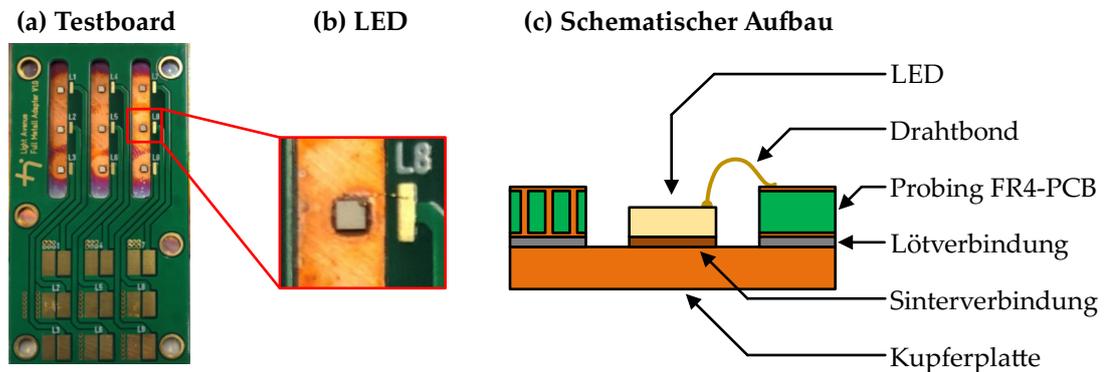


Abbildung 7.2: (a) und (b) Bild und (c) schematischer Aufbau der Proben zur Analyse der Kupfer-Sinterverbindung als Die-Attach

maximal 1,5 A begrenzt.

Für eine exemplarische Untersuchung wurden zwei gesinterte LEDs mit dem DPA und der Standard TTA vermessen. Die TTA Messungen wurden mit $t_{Heiz} = t_{Mess} = 3\text{ s}$, $I_{Heiz} = 1,5\text{ A}$ und $I_{Mess} = 20\text{ mA}$ durchgeführt. Für den DPA wurde die Standardsequenz um 20 Pulse á 1 ms erweitert. Aus den TTA-Kurven ist zu erkennen, dass die Sinterverbindung für LED 2 gut und für LED 1 sehr schlecht ist. Die Ergebnisse in $Z_{th}(t)$ und $b(z)$ sind in Abbildung 7.3 zusammengefasst.

Durch den geringen R_{th} und den limitierten I_{Heiz} konnte für die gut gesinterte LED 2 nur eine Signalstärke von 14 mV erreicht werden. Mit der Standard TTA ergab sich so ein SNR von 33 dB. Der relevante Zeitbereich für den Die-Attach im Intervall von 300 μs bis 2 ms liegt sehr früh [35]. Eine Tiefpassfilterung ist deshalb nicht zulässig. Bei einer Auswertung über $Z_{th}(t)$ ist das Rauschen auf den Standard TTA Daten klar erkennbar. Das Rauschen erschwert eine quantitative Bewertung des Unterschieds in R_{th} . Jedoch ist im dargestellten Fall klar ersichtlich, dass LED 1 eine deutlich schlechtere Qualität hat. Durch den DPA kann das Rauschen erkennbar reduziert werden. Dabei wurde ein SNR von 45 dB für LED 1 erreicht, was einer Steigerung um 12 dB entspricht. Dadurch wird die Auswertung in $Z_{th}(t)$ erleichtert. Die signifikante Verbesserung wird jedoch für $b(z)$ erreicht. Hier sind die Unterschiede zwischen DPA und Standard TTA deutlich stärker ausgeprägt. Vor allem für die Bestimmung des Zeitpunkts der Trennung der thermischen Pfade ist die Verbesserung der Signalqualität über den DPA eine notwendige Unterstützung. Durch die Standard TTA Daten würde der Trennungzeitpunkt falsch bzw. sehr ungenau bestimmt werden.

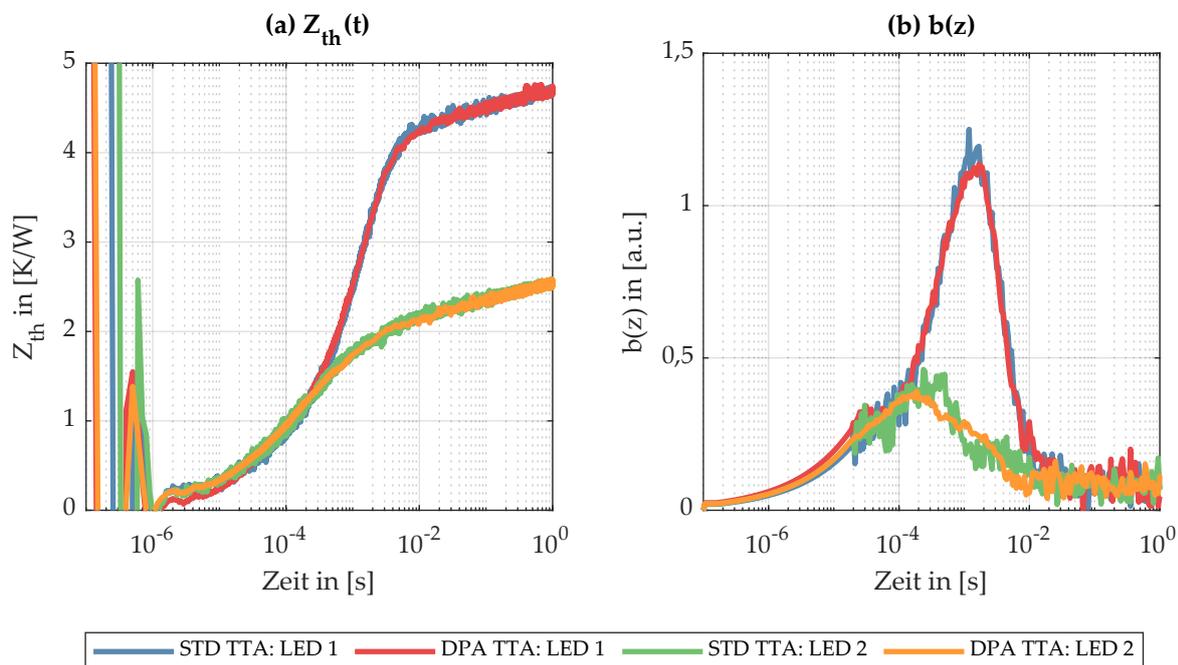


Abbildung 7.3: Vergleich DPA und Standard TTA für gesinterte LEDs mit geringem R_{th} . LED 2 zeigt eine gute Sinterverbindung und LED 1 eine schlechte. Durch den DPA kann das Rauschen erkennbar reduziert werden. Für die Qualifizierung über (a) $Z_{th}(t)$ erschwerte das Rauschen die quantitative Bewertung. Die Bestimmung des Zeitpunkts der Trennung der thermischen Pfade über (b) $b(z)$ ist nur mit den DPA Daten möglich.

7.3 InLine-ähnliche Vermessung von Modulen

Für die Anwendung der TTA unter InLine-ähnlichen Zeitbedingungen wurde ILTIM aus Kapitel 6.3 entwickelt. Die Mechanik des ILTIM wurde wie beschrieben auf ein kommerzielles Produkt zugeschnitten. Auch die zeitlichen Anforderungen sind aus der Produktionslinie dieses Produkts abgeleitet. Insgesamt steht in der Linie für die Vermessung des gesamten Moduls aus fünf Halbbrücken eine Zeit von maximal 20 s zur Verfügung. In dieser Zeit muss das Modul identifiziert, kontaktiert, gemessen und wieder freigegeben werden.

Die Anforderung an den ILTIM war deshalb, in max. 20 s die z-Achse nach oben zu fahren, um alle Bauteile zu kontaktieren, alle Bauteile mit dem DPA zu vermessen und die z-Achse wieder nach unten zu fahren. Da die zehn MOSFETs in Halbbrücken angeordnet sind, ist eine parallele Vermessung aller zehn MOSFETs nicht möglich. Deshalb werden zwei Messungen hintereinander für jeweils fünf MOSFETs durchgeführt. Der DPA wurde auf 50 Pulse á 1 ms und $t_{Heiz} = t_{Mess} = 3$ s eingestellt. Dadurch ergeben sich 12,2 s reine Messzeit und genug Reserve für das Verfahren der z-Achse, das Umschalten der Relais und das Verarbeiten der Daten. Die neue Heiz/Mess-Quelle wurde für die Vermessung verwendet. Für die Heiz-Phase wurde $P_{Heiz} = 15$ W = $1,5$ A · 10 V und für die Mess-Phase $P_{Heiz} = 10$ mW = 10 mA · 10 V gewählt.

In einer Versuchsreihe wurden fünf Module mit insgesamt 50 MOSFETs vermessen. Bei einigen Modulen wurde eine Manipulation der Kleberschicht vorgenommen, um die Empfindlichkeit der TTA zu prüfen. Mit dem ILTIM war es möglich, die geforderte Messzeit einzuhalten und dabei alle Manipulationsarten zu unterscheiden [31]. Exemplarisch sind die normierten $Z_{th}(t)$ für vier MOSFETs mit verschiedenen Manipulationen in Abbildung 7.4 dargestellt.

An dieser Stelle muss erwähnt werden, dass die TTA-Messung nicht parallelisiert werden konnte. Es standen nicht genügend Prototypen der Heiz/Mess-Quelle und kein geeigneter Multiplexer zur Verfügung. Dieser offene Punkt erfordert jedoch nur eine materielle Erweiterung des Messstands. Prinzipiell hat der ILTIM durch Verwendung des DPA und der neuen Heiz/Mess-Quelle die Anwendbarkeit der TTA in der Produktionslinie jedoch bewiesen.

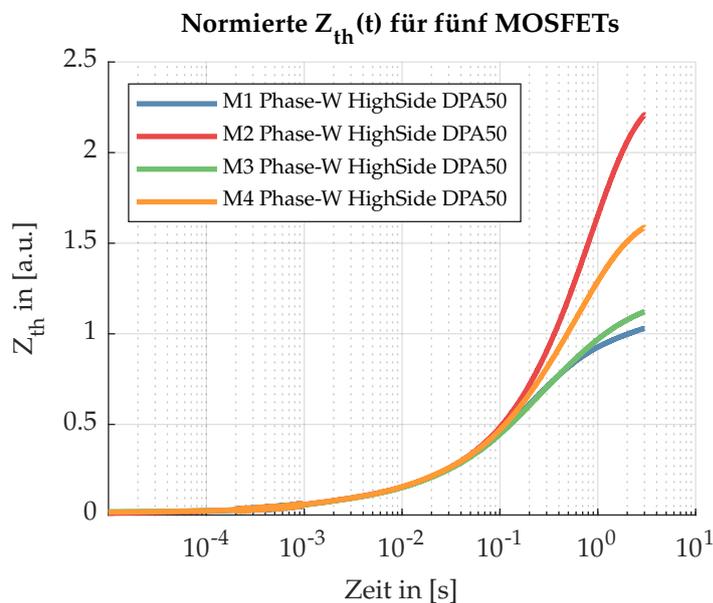


Abbildung 7.4: Ergebnisse in $Z_{th}(t)$ für vier MOSFETs mit vier verschiedenen Kleber-Manipulationen. Die Messungen wurden mit dem ILTIM durchgeführt und die geforderte Messzeit von maximal 20 s eingehalten. Es kann zwischen allen Manipulationsarten unterschieden werden.

8 Zusammenfassung und Ausblick

Um die Zuverlässigkeit und Lebensdauer von Produkten aus der Leistungs- und Optoelektronik zu garantieren und/oder zu steigern, sind Qualifizierungen und Charakterisierungen des thermischen Pfades notwendig. Der thermische Pfad ist für die Abführung der Verlustleistung der Halbleiter zuständig. Ist der thermische Pfad von minderer Qualität oder degradiert über die Lebenszeit, resultiert das in höheren Arbeitstemperaturen für die Halbleiter, wodurch sich die Lebenszeit reduziert.

Mit TTA, X-Ray und SAM wurden im ersten Teil der Arbeit drei nicht-zerstörende Verfahren zur Inspektion von thermischen Pfaden beschrieben und miteinander verglichen. Kriterien für den Vergleich waren typische Fehlerbilder für Löt-, Sinter- und Klebeverbindungen, sowie modul-bedingte Einschränkungen, notwendige Messzeit, der Grad der Automatisierung und die Möglichkeit zur Produktionslinien-Integration. Die Untersuchungen wurden dabei an eigenen Proben durchgeführt.

X-Ray ist das Etablierteste der Verfahren und wird in Produktionslinien bevorzugt zur Detektion von Voids und Lötfehlern eingesetzt. Für Lot-Risse, Sinter- und Klebeverbindungen ist X-Ray allerdings nicht geeignet. Mit SAM ist es ebenfalls möglich Voids zu erkennen. Zusätzlich erlaubt SAM die Prüfung von Rissen in Lötstellen und teilweise die Prüfung von Delaminationen und der Porosität von Sinterverbindungen. Allerdings ist SAM durch die Eindringtiefe in der Dicke des Messobjekts limitiert. Ein weiterer Nachteil ist, dass das Messobjekt für die Untersuchung in Wasser gelegt werden muss. Mit der TTA war es möglich, alle typischen Fehlerbilder zu detektieren und auch ihren thermischen Einfluss quantitativ zu ermitteln. Messtechnisch bietet die TTA dementsprechend das größte Potential. Allerdings verhindern die langen Messzeiten, fehlende Automatisierung und fehlendes InLine-Equipment eine weitere Verbreitung in Industrie und Forschung.

Ziel der Arbeit war es deshalb, die bestehenden Nachteile durch Verbesserung im Messprinzip und in der Messtechnik auszugleichen, um so das volle Potenzial der TTA auszuschöpfen. Dafür wurde ein Algorithmus zur Steigerung der Signalqualität im frühen Zeitbereich und ein Konzept zum Heizen und Messen der TTA im Sättigungsbereich von MOSFETs wissenschaftlich ausgearbeitet. Auf wissenschaftlich-technischer Seite wurde der Algorithmus implementiert, ein Prototyp des Heiz/Mess-Konzepts realisiert und die TTA durch den Aufbau von Messständen automatisiert.

Der DPA ist in der TTA allgemein auf alle Halbleitertypen anwendbar und ermöglicht es, die Signalqualität im kritischen frühen Zeitbereich (z.B. < 1 ms) zu verbessern. Im Gegensatz zum Mitteln über Messwiederholungen verlängert sich die Messzeit mit dem DPA nur minimal. Möglich machen das zwei Eigenschaften der $Z_{th}(t)$. Zum einen ist $Z_{th}(t)$ ein LZI-System, dadurch gilt das Superpositions-Prinzip für die Temperaturantwort auf eine Serie von Leistungs-

sprünge. Zum anderen nimmt die Bandbreite von $Z_{th}(t)$ mit der Zeit ab. Deshalb ist es möglich, das Rauschen im späten Zeitbereich (z.B. >1 ms) durch filtern mit einem Tiefpass zu reduzieren. Der DPA nutzt eine Puls-Sequenz, die sich von der Standard TTA Sequenz durch eine vorangegangene deterministische Pulsfolge, aus mehreren kurzen Heiz- und Mess-Phasen, unterscheidet. Die Temperaturantwort während der kurzen Mess-Phasen werden gemessen und mithilfe des Superpositionsprinzips auf Temperatursprungantworten zurückgerechnet. Die Temperatursprungantworten werden abschließend gemittelt, um so das Rauschen im frühen Zeitbereich zu reduzieren.

Das Verfahren und die mathematische Umsetzung des DPA wurden im Rahmen dieser Arbeit beschrieben und evaluiert. Die Robustheit auf Störungen wurde geprüft und der theoretische sowie experimentelle Gewinn verifiziert. Durch die Verwendung von 50 Pulsen in der deterministischen Sequenz konnte das Rauschen um 13,7 dB reduziert werden. Dabei wurde die Messzeit für das gewählte Bauteil um nur 100 ms von 6,0 s auf 6,1 s verlängert. Für eine äquivalente Rauschreduktion durch Mitteln über Messwiederholungen sind 23 Messwiederholungen notwendig. Das entspricht 138 s Messzeit. Der DPA konnte die Messzeit bei gleicher Steigerung der Signalqualität um 95,6 % reduzieren.

Durch das Heizen und Messen im Sättigungsbereich von MOSFETs bzw. im aktiven Bereich von IGBTs erlaubt es die neue Heiz/Mess-Quelle, den Heizstrom stark zu reduzieren. Der geringere Heizstrom ermöglicht eine flexible Kontaktierung mit Federkontaktstiften. Im ersten Schritt wurden die Unterschiede zum standardisierten Messverfahren über die Body-Diode von MOSFETs bewertet. Durch die Verwendung von U_{th} als TSP erhöht sich im Vergleich zu U_{f-Body} die Temperatursensitivität. Dadurch steigt die Signalqualität der Messung. Die unterschiedlichen Positionen der Wärmeeinprägung haben einen vernachlässigbaren Einfluss. Im zweiten Schritt wurde das Konzept für der Heiz/Mess-Quelle beschrieben und die Regelstrecke ausgelegt. Der Nachteil der Heiz/Mess-Quelle ist, dass das Regelverhalten und Einschwingen vom Messobjekt selbst abhängig ist. Als kritische parasitäre Komponente wurde C_{DS} identifiziert. Höhere C_{DS} verlangsamen das Umschalten. Dieser Nachteil wird für die geringeren Ströme und die höhere Temperatursensitivität in Kauf genommen. Abschließend wurde ein Prototyp der Heiz/Mess-Quelle erfolgreich mit kommerziellem Equipment verglichen und die Anwendbarkeit auf IGBTs gezeigt. Für SiC-MOSFET ist die Heiz/Mess-Quelle nur bedingt geeignet. Durch die Verzerrung der U_{th} nach dem Umschalten ist die Temperatur erst nach ca. 3 ms messbar.

Zur Automatisierung und InLine-Integration wurden zwei Messstände aufgebaut. Beide basieren auf an der THI entwickelten, modularen TTA-Messequipment. Durch die Kombination mit weiteren Geräten wird der Funktionsumfang erweitert. Gesteuert werden die Messstände durch eine einheitliche Software mit graphischer Benutzeroberfläche. Für die Automatisierung der TTA im Laborbetrieb wurde der ATIM entwickelt. Mit der sequenziellen Vermessung der Bauteile ist der Messstand sehr variabel und mit geringem personellen Aufwand einsetzbar. Der ILTIM wurde für die parallele Vermessung mehrerer Bauteile ausgelegt. Basis für das me-

chanische Design war ein kommerzieller Frequenzumrichter aus dem Automotiv Sektor. Abschließend wurden die Verbesserungen der TTA durch DPA, Heiz/Mess-Quelle und Automatisierung an drei experimentellen Beispielen dargestellt. Es wurde eine umfangreiche Zuverlässigkeitsstudie mit 1.800 LEDs durchgeführt. Ohne den ATIM wäre die Vermessung der hohen Anzahl an Bauteilen nur mit erheblichem Personalaufwand möglich gewesen. Die Fähigkeiten des DPA wurden bei der Analyse von Kupfer-Sinterverbindungen als Die-Attache aufgezeigt. Für die InLine-ähnliche Vermessung kann durch den DPA und die Heiz/Messquelle die Messezeit für zehn Bauteil auf unter 20 s gesenkt werden.

Die erarbeiteten Verbesserungen ermöglichen eine einfachere und präzisere Anwendung der TTA zur Qualifizierung und Charakterisierung von thermischen Pfaden. Mit Abschluss der Arbeit sind jedoch noch nicht alle Möglichkeiten ausgeschöpft. Zum einen ist die tatsächliche Parallelisierung der TTA auf den Messständen noch ausstehend, zum anderen sind Erweiterungen der Messstände und der DPA möglich. Durch den modularen und variablen Aufbau können weitere Messfunktionen realisiert und zusätzliche Geräte integriert werden. Denkbar ist das Einbinden von Temperatur- und Temperaturschock-Kammern in die Messstände. Dadurch wird die InSitu-Vermessung von Bauteilen möglich. Ebenso ist eine Integration einer Ulbrichtkugel zur automatischen optischen Charakterisierung vorstellbar. Der Einsatz des DPA ist auch beim aktiven PowerCycling von MOSFETs und IGBTs sinnvoll. Dadurch kann die Maximaltemperatur exakter bestimmt werden und Fehler im Die-Attach detaillierter bewertet werden. Durch die Automatisierung der TTA ergeben sich auch völlig neue Methoden für die Modellierung von Werkstoffen und Materialien. Die Erzeugung deutlich größerer TTA-Datensätze ermöglicht es, auch datengetriebene KI-Modelle zu trainieren, um so präzise Digitale Zwillinge zu erstellen.

Literaturverzeichnis

- [1] Avinash, S.; Asavari, P. und Vineet, K.: *Power Electronics Market by Device Type (Power Discrete, Power Module, and Power IC), Material (Silicon Carbide, Gallium Nitride, Sapphire, and Other), and Application (Power Management, UPS, Renewable, and Others), and End User (Telecommunication, Industrial, Automotive, Consumer Electronics, Military & Defense, Energy & Power, and Other): Global Opportunity Analysis and Industry Forecast, 2020-2027*, 2020.
- [2] Ruchal, H. und Vineet, K.: *Solid State Lighting Market by Type (Light Emitting Diodes (LED), Organic Light Emitting Diodes (OLED), and Polymer Light Emitting Diodes (PLED)), Installation Type (New Installation and Retrofit), and Application (Indoor Lighting, Outdoor Lighting, and Specialty Lighting), and Industry Vertical (Residential, Industrial and Commercial, Medical, Transportation, Others): Global Opportunity Analysis and Industry Forecast, 2020–2027*, September 2020.
- [3] Villamor, A.; Rosina, M. und Ly, A.: *Status of the Power Electronics Industry 2020: Market and Technology Report 2020*, 2020.
- [4] Gayral, B.: *LEDs for lighting: Basic physics and prospects for energy savings*. *Comptes Rendus Physique*, Ausgabe: 18(7-8), Seiten: 453–461, 2017, ISSN 16310705.
- [5] THE COMMISSION OF THE EUROPEAN COMMUNITIES: *Implementing Directive 2005/32/EC of the European Parliament and of the Council with regard to ecodesign requirements for non-directional household lamps: No 244/2009*, 18 March 2009.
- [6] Huang, A.: *Infineon OptiMOS Power MOSFET Datasheet Explanation: Application Note AN 2012-03*, 2012.
- [7] Infineon: *Explanation of discrete IGBTs' datasheets: Application Note AN2015-13*, 2015.
- [8] Shah, F. M.; Xiao, H. M.; Li, R.; Awais, M.; Zhou, G. und Bitew, G. T.: *Comparative performance evaluation of temperature dependent characteristics and power converter using GaN, SiC and Si power devices*. In: 2018 IEEE 12th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG 2018), Seiten 1–7. IEEE, 4/10/2018 - 4/12/2018, ISBN 978-1-5386-2508-8.
- [9] Lasance, C. J. und Poppe, A.: *Thermal Management for LED Applications*, Band 2. Springer New York, New York, NY, 2014, ISBN 978-1-4614-5090-0.
- [10] Song, Y. und Wang, B.: *Survey on Reliability of Power Electronic Systems*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Ausgabe: 28(1), Seiten: 591–604, 2013, ISSN 0885-8993.
- [11] Wilcoxon, R.: *Does a 10°C Increase in Temperature Really Reduce the Life of Electronics by Half?* *electronics COOLING*, Ausgabe: Summer 2017, Seiten: 6–7, 2017.
- [12] Webber, A.: *Calculating Useful Lifetimes of Embedded Processors: Application Note SPRABX4B*, 2014.
- [13] Cooper, M. S.: *Investigation of Arrhenius acceleration factor for integrated circuit early life failure region with several failure mechanisms*. *IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies*, Ausgabe: 28(3), Seiten: 561–563, 2005.

- [14] He, Z.; Yan, Y. und Zhang, Z.: *Thermal management and temperature uniformity enhancement of electronic devices by micro heat sinks: A review*. Energy, Ausgabe: 216, Seiten: 119223, 2021, ISSN 03605442.
- [15] Mantooth, H. A.; Glover, M. D. und Shepherd, P.: *Wide Bandgap Technologies and Their Implications on Miniaturizing Power Electronic Systems*. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Ausgabe: 2(3), Seiten: 374–385, 2014, ISSN 2168-6777.
- [16] Chen, T. F. und Siow, K. S.: *Comparing the mechanical and thermal-electrical properties of sintered copper (Cu) and sintered silver (Ag) joints*. Journal of Alloys and Compounds, Ausgabe: 866, Seiten: 158783, 2021, ISSN 09258388.
- [17] Hung, T.-Y.; Huang, C.-J.; Lee, C.-C.; Wang, C.-C.; Lu, K.-C. und Chiang, K.-N.: *Investigation of solder crack behavior and fatigue life of the power module on different thermal cycling period*. Microelectronic Engineering, Ausgabe: 107, Seiten: 125–129, 2013, ISSN 0167-9317.
- [18] Gaiser, P.; Klingler, M. und Wilde, J.: *Fracture mechanical modeling for the stress analysis of DBC ceramics*. In: 2015 16th International Conference on Thermal, Mechanical and Multi-Physics Simulation and Experiments in Microelectronics and Microsystems (EuroSimE), Seiten 1–6, Piscataway, NJ, 2015. IEEE, ISBN 978-1-4799-9950-7.
- [19] Kovac, O.; Girasek, T. und Pietrikova, A.: *Image processing of die attach's X-ray images for automatic voids detection and evaluation*. In: Technology, I. S. S. o. E. (Herausgeber): 2016 39th International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE), Seiten 199–203, [Piscataway, NJ], 2016. IEEE, ISBN 978-1-5090-1389-0.
- [20] Martz, H. E.; Logan, C. M.; Schneberk, D. J. und Shull, P. J.: *X-ray imaging: Fundamentals, industrial techniques, and applications*. CRC Press, Boca Raton, 2016, ISBN 9781315357263.
- [21] Rudzki, J.; Jensen, L.; Poech, M.; Schmidt, L. und Osterwald, F.: *Quality evaluation for silver sintering layers in power electronic modules*. In: CIPS 2012, 7th International Conference on Integrated Power Electronics Systems, ETG-Fachbericht, Berlin, 2012. VDE-Verl., ISBN 9783800734146.
- [22] Maev, R.: *Acoustic microscopy for materials characterization*. In: Hübschen, G.; Altpeter, I.; Tschuncky, R. und Herrmann, H.-G. (Herausgeber): Materials characterization using nondestructive evaluation (NDE) methods, Seiten 161–175. Woodhead Publishing, Oxford, 2016, ISBN 9780081000403.
- [23] Brand, S.; Bottge, B.; Kogel, M.; Naumann, F.; Zijl, J.; Kersjes, S.; Behrens, T. und Altmann, F.: *Non-destructive Assessment of the Porosity in Silver (Ag) Sinter Joints Using Acoustic Waves*. In: IEEE 68th Electronic Components and Technology Conference, Seiten 1863–1870, Piscataway, NJ, 2018. IEEE, ISBN 978-1-5386-4999-2.
- [24] Mentor Graphics: *T3Ster®: Thermal Transient Tester Technical Information*, 2011.
- [25] Schmid, M.; Hanss, A.; Bhogaraju, S. K. und Elger, G.: *Time Saving Averaging Algorithm for Transient Thermal Analyses over Deterministic Pulse Superposition*. In: 25th International Workshop on Thermal Investigations of ICs and Systems (THERMINIC), 2019.
- [26] Schmid, M.; Bhogaraju, S. K.; Hanss, A. und Elger, G.: *A new Noise-Suppression Algorithm for Transient Thermal Analysis in Semiconductors over Pulse Superposition*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Seite 1, 2020, ISSN 0018-9456.

- [27] Elger, G.; Schmid, M. und Hanss, A.: *Thermal Analysis Of Semiconductor Devices*. EU Patent-Nr.: EP3594669, US Patent-Nr.: 20200018711 16/510052, 2020.
- [28] Schmid, M. und Elger, G.: *Measurement of the Transient Thermal Impedance of MOSFETs Over the Sensitivity of the Threshold Voltage*. In: 20th European Conference on Power Electronics and Applications, 2018.
- [29] Schmid, M.; Bhogaraju, S. K. und Elger, G.: *Automatic Transient Thermal Impedance Tester for Quality Inspection of Soldered and Sintered Power Electronic Devices on Panel and Tile Level*. In: 69th Electronic Components and Technology Conference (ECTC), Seiten 2324–2330, 2019.
- [30] Elger, G.; Schmid, M.; Hanss, A. und Müller, D.: *Automatic Panel Level Transient Thermal Tester*. In: LED professional Symposium + Expo 2017, Seiten 44–51, Bregenz, Austria, 2017. Luger Research e.U.
- [31] Schmid, M.; Bhogaraju, S. K.; Riedel, A. und Elger, G.: *Development of an In-Line Capable Transient Thermal Analysis Equipment for a Power Module with Five Half Bridges*. In: 2020 26th International Workshop on Thermal Investigations of ICs and Systems (THERMINIC), Seiten 1–6. IEEE, 2020, ISBN 978-1-7281-7643-7.
- [32] Schmid, M.; Bhogaraju, S. K.; Liu, E. und Elger, G.: *Comparison of Nondestructive Testing Methods for Solder, Sinter, and Adhesive Interconnects in Power and Opto-Electronics*. Applied Sciences, Ausgabe: 10(23), Seiten: 8516, 2020.
- [33] Schmid, M.; Zippelius, A.; Hanß, A.; Böckhorst, S. und Elger, G.: *Investigations on High-Power LEDs and Solder Interconnects in Automotive Application: Part I – Initial Characterization*. IEEE Transactions on Device and Materials Reliability, 2022.
- [34] Schmid, M.; Zippelius, A.; Hanß, A.; Böckhorst, S. und Elger, G.: *Investigations on High-Power LEDs and Solder Interconnects in Automotive Application: Part II - Reliability*. IEEE Transactions on Device and Materials Reliability, Submitted.
- [35] Schmid, M.; Bhogaraju, S. K. und Elger, G.: *Characterization Of Copper Sintered Interconnects By Transient Thermal Analysis*. In: 2021 International Conference on Electronics Packaging (ICEP), Seiten 71–72. IEEE, 2021, ISBN 978-4-9911-9111-4.
- [36] Schmid, M.; Hermann, J.; Liu, E. und Elger, G.: *Correlation of Scanning Acoustic Microscopy and Transient Thermal Analysis to Identify Crack Growth in Solder Joints*. In: 21th The Intersociety Conference on Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems (iTherm), 2022.
- [37] Zippelius, A.; Hanß, A.; Schmid, M.; Pérez-Velázquez, J. und Elger, G.: *Reliability analysis and condition monitoring of SAC+ solder joints under high thermomechanical stress conditions using neuronal networks*. Microelectronics Reliability, Ausgabe: 129, Seiten: 114461, 2022.
- [38] Souza, D. F. de; da Silva, P. P. F.; Fontenele, L. F. A.; Barbosa, G. D. und Oliveira Jesus, M. de: *Efficiency, quality, and environmental impacts: A comparative study of residential artificial lighting*. Energy Reports, Ausgabe: 5, Seiten: 409–424, 2019, ISSN 23524847.
- [39] Elger, G.; Spinger, B.; Bienen, N. und Benter, N.: *LED Matrix light source for adaptive driving beam applications*. In: 2013 IEEE 63rd Electronic Components and Technology Conference, Seiten 535–540. IEEE, 5/28/2013 - 5/31/2013, ISBN 978-1-4799-0232-3.

- [40] Khan, M. N.: *Understanding LED illumination*. CRC Press/Taylor & Francis, Boca Raton, FL, 2014, ISBN 9781466507739.
- [41] Khanh, T. Q.; Bodrogi, P.; Vinh, Q. T. und Winkler, H.: *LED lighting: Technology and perception*. Wiley-VCH, Weinheim, 2015, ISBN 9783527412129.
- [42] van Driel, W. D.; Fan, X. und Zhang, G. Q.: *Solid state lighting reliability. Part 2, Components to systems*, Band volume 3 der Reihe *Solid state lighting technology and application series*, 2196-4203. Springer, Cham, Switzerland, 2018, ISBN 9783319581750.
- [43] Charles DeMilo; Corey Bergad; Ronald Forni und Thomas Brukilacchio: *Thermally induced stresses resulting from coefficient of thermal expansion differentials between an LED sub-mount material and various mounting substrates*. In: SPIE 6486, *Light-Emitting Diodes: Research, Manufacturing, and Applications XI*, Seiten 151–160. SPIE, 2007.
- [44] Lutz, J.; Schlangenotto, H.; Scheuermann, U. und Doncker, R. de: *Semiconductor Power Devices: Physics, Characteristics, Reliability*. Springer International Publishing, Cham, 2nd ed. 2018 Auflage, 2018, ISBN 978-3-319-70916-1.
- [45] Baliga, B. J.: *Advanced Power MOSFET Concepts*. Springer Science+Business Media LLC, Boston, MA, 2010, ISBN 978-1-4419-5916-4.
- [46] Rudan, M.: *Physics of semiconductor devices*. Springer, Cham, second edition Auflage, 2018, ISBN 978-3-319-63153-0.
- [47] Dušan, G.; Püschel, M. und Kiep, A.: *MOSFET Power Losses Calculation Using the DataSheet Parameters*, 2006.
- [48] Waurzyniak, P.: *The Silicon Carbide Race Begins: As SiC moves to higher voltages, BEV users get faster charging, extended range, and lower system costs*, Sep 2021.
- [49] Bindra, A.: *Wide-Bandgap Power Devices: Adoption Gathers Momentum*. IEEE Power Electronics Magazine, Ausgabe: 5(1), Seiten: 22–27, 2018, ISSN 2329-9207.
- [50] LeitOn: *Stack-Up - Aluminum IMS Printed Circuit Boards*, 2020.
- [51] Rogers Corporation: *curamik® CERAMIC SUBSTRATES: Technical data sheet*, 2019.
- [52] Hanss, A. und Elger, G.: *Residual free solder process for fluxless solder pastes*. Soldering & Surface Mount Technology, Ausgabe: 30(2), Seiten: 118–128, 2018.
- [53] IPC/JEDEC: *J-STD-020E: Moisture/Reflow Sensitivity Classification for Nonhermetic Surface Mount Devices*, December 2014.
- [54] Liu, Y.; Leung, S. Y.; Zhao, J.; Wong, C. K.; Yuan, C. A.; Zhang, G.; Sun, F. und Luo, L.: *Thermal and mechanical effects of voids within flip chip soldering in LED packages*. Microelectronics Reliability, Ausgabe: 54(9-10), Seiten: 2028–2033, 2014.
- [55] Arra, M.; Shangguan, D.; Ristolainen, E. und Lepistö, T.: *Effect of reflow profile on wetting and intermetallic formation between Sn/Ag/Cu solder components and printed circuit boards*. Soldering & Surface Mount Technology, Ausgabe: 14(2), Seiten: 18–25, 2002.

- [56] Vandeveld, B.; Griffoni, A.; Zanon, F. und Willems, G.: *Methodology for Solder-Joint Lifetime Prediction of LED-Based PCB Assemblies*. IEEE Transactions on Device and Materials Reliability, Ausgabe: 18(3), Seiten: 377–382, 2018, ISSN 1530-4388.
- [57] Hector Steen und Brian Toleno: *Lead-free for High-reliability, High-temperature Applications: Whitepaper*, 2013.
- [58] Brown, S.: *Development of a Fatigue Resistant Lead-Free Alloy For High Reliability Under Hood Applications*, 2008.
- [59] *Microbond Assembly Materials: InnoRel – for a higher reliability*, 2010.
- [60] Siow, K. S. und Lin, Y. T.: *Identifying the Development State of Sintered Silver (Ag) as a Bonding Material in the Microelectronic Packaging Via a Patent Landscape Study*. Journal of Electronic Packaging, Ausgabe: 138(2), 2016, ISSN 1043-7398.
- [61] Bhogaraju, S. K.; Mokhtari, O.; Conti, F. und Elger, G.: *Die-attach bonding for high temperature applications using thermal decomposition of copper(II) formate with polyethylene glycol*. Scripta Materialia, Ausgabe: 182, Seiten: 74–80, 2020, ISSN 1359-6462.
- [62] Sukanuma, K. und Jiu, J.: *Advanced Bonding Technology Based on Nano- and Micro-metal Pastes*. In: *Materials for Advanced Packaging*, Seiten 589–626. Springer, Cham, 2017.
- [63] Siow, K. S.: *Are Sintered Silver Joints Ready for Use as Interconnect Material in Microelectronic Packaging?* Journal of Electronic Materials, Ausgabe: 43(4), Seiten: 947–961, 2014, ISSN 0361-5235.
- [64] da Silva, L. F. M.; Öchsner, A. und Adams, R. D.: *Handbook of Adhesion Technology*. Springer International Publishing, Cham, 2. Auflage, 2018, ISBN 978-3-319-55411-2.
- [65] Jin Yim, M. und Paik, K. W.: *Review of Electrically Conductive Adhesive Technologies for Electronic Packaging*. Electronic Materials Letters, Ausgabe: 2006(Vol. 2, No. 3), Seiten: 183–194, 2006.
- [66] Povolotskaya, E. und Mach, P.: *Failure analysis of adhesive joining in electronics*. In: *Conference proceedings*, Seiten 247–252, Piscataway, NJ, 2011. IEEE, ISBN 978-1-4577-2111-3.
- [67] Sarvar, F.; Whalley, D. und Conway, P.: *Thermal Interface Materials - A Review of the State of the Art*. In: *1st Electronics Systemintegration Technology Conference*, 2006, Seiten 1292–1302, Piscataway, NJ, 2006. IEEE Operations Center, ISBN 1-4244-0552-1.
- [68] Griesinger, A.: *Wärmemanagement in der Elektronik: Theorie und Praxis*. Springer Berlin / Heidelberg, Berlin, Heidelberg, 2019, ISBN 9783662586822.
- [69] Rauer, M.: *Der Einfluss von Poren auf die Zuverlässigkeit der Lötverbindungen von Hochleistungs-Leuchtdioden: FAU Studien aus dem Maschinenbau Band 313*. FAU University Press, Erlangen, Germany, 2018, ISBN 978-3-96147-157-7.
- [70] Berger, M.: *Test- und Prüfverfahren in der Elektronikfertigung: Vom Arbeitsprinzip bis Design-for-Test-Regeln*. VDE-Verl., Berlin and Offenbach, 2012, ISBN 9783800732333.
- [71] Yazdan Mehr, M.; Bahrami, A.; Fischer, H.; Gielen, S.; Corbeij, R.; van Driel, W. D. und Zhang, G. Q.: *An overview of scanning acoustic microscope, a reliable method for non-destructive failure analysis of microelectronic components*. In: *2015 16th International Conference on Thermal, Mechanical and Multi-Physics Simulation and Experiments in Microelectronics and Microsystems (EuroSimE)*, Seiten 1–4, Piscataway, NJ, 2015. IEEE, ISBN 978-1-4799-9950-7.

- [72] Navarro, L. A.; Perpina, X.; Godignon, P.; Montserrat, J.; Banu, V.; Vellvehi, M. und Jorda, X.: *Thermomechanical Assessment of Die-Attach Materials for Wide Bandgap Semiconductor Devices and Harsh Environment Applications*. IEEE Transactions on Power Electronics, Ausgabe: 29(5), Seiten: 2261–2271, 2014, ISSN 0885-8993.
- [73] Magnien, J.; Mitterhuber, L.; Rosc, J.; Schrank, F.; Hörth, S.; Goullon, L.; Hutter, M.; Defregger, S. und Kraker, E.: *Reliability and failure analysis of solder joints in flip chip LEDs via thermal impedance characterisation*. Microelectronics Reliability, Ausgabe: 76-77, Seiten: 601–605, 2017.
- [74] Cao, X.; Wang, T.; Ngo, K. D. T. und Lu, G.-Q.: *Characterization of Lead-Free Solder and Sintered Nano-Silver Die-Attach Layers Using Thermal Impedance*. IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, Ausgabe: 1(4), Seiten: 495–501, 2011, ISSN 2156-3950.
- [75] Chen, G.; Han, D.; Mei, Y.-H.; Cao, X.; Wang, T.; Chen, X. und Lu, G.-Q.: *Transient Thermal Performance of IGBT Power Modules Attached by Low-Temperature Sintered Nanosilver*. IEEE Transactions on Device and Materials Reliability, Ausgabe: 12(1), Seiten: 124–132, 2012, ISSN 1530-4388.
- [76] Hanss, A.; Liu, E.; Schmid, M. und Elger, G.: *The influence of voids in solder joints on thermal performance and reliability investigated with transient thermal analysis*. In: THERMINIC (Herausgeber): 2015 21st International Workshop on Thermal Investigations of ICs and Systems (THERMINIC), Seiten 1–6, Piscataway, NJ, 2015. IEEE, ISBN 978-1-4673-9705-6.
- [77] Singh, S.; Hao, J.; Hoffman, D.; Dixon, T.; Zedolik, A.; Fazio, J. und Kopley, T. E.: *Effects of Die-Attach Voids on the Thermal Impedance of Power Electronic Packages*. IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, Ausgabe: 7(10), Seiten: 1608–1616, 2017, ISSN 2156-3950.
- [78] Sabbah, W.; Azzopardi, S.; Buttay, C.; Meuret, R. und Woirgard, E.: *Study of die attach technologies for high temperature power electronics: Silver sintering and gold–germanium alloy*. Microelectronics Reliability, Ausgabe: 53(9-11), Seiten: 1617–1621, 2013.
- [79] JEDEC: *JESD51-51: Implementation of the Electrical Test Method for the Measurement of Real Thermal Resistance and Impedance of Light-Emitting Diodes with Exposed Cooling*, April 2012.
- [80] JEDEC: *JESD24-3: Thermal Impedance Measurements for Vertical Power MOSFETs (Delta Source-Drain Voltage Method)*, November 1990.
- [81] JEDEC: *JESD24-4: Thermal Impedance Measurements for Bipolar Transistors (Delta Base-Emitter Voltage Method)*, November 1990.
- [82] JEDEC: *JESD24-6: Thermal Impedance Measurements for Insulated Gate Bipolar Transistors*, October 1991.
- [83] JEDEC: *JESD24-12: Thermal Impedance Measurement for Insulated Gate Bipolar Transistors - (Delta VCE(on) Method)*, June 2004.
- [84] JEDEC: *JESD51-1: Integrated Circuits Thermal Measurement Method - Electrical Test Method (Single Semiconductor Device)*, December 1995.
- [85] März, M. und Nance, P.: *Thermal Modeling of Power-electronic Systems*, 2000.
- [86] JEDEC: *JESD51-14: Transient Dual Interface Test Method for the Measurement of the Thermal Resistance Junction to Case of Semiconductor Devices with Heat Flow Through a Single Path*, November 2010.

- [87] Keppens, A.; Ryckaert, W. R.; Deconinck, G. und Hanselaer, P.: *High power light-emitting diode junction temperature determination from current-voltage characteristics*. Journal of Applied Physics, Ausgabe: 104(9), Seiten: 093104, 2008, ISSN 0021-8979.
- [88] Pal, M. und Bharati, P.: *Applications of regression techniques*. Springer, Singapore, 2019, ISBN 978-981-13-9313-6.
- [89] Schacht, R.; Wunderle, B.; Auerswald, E.; Michel, B. und Reichl, H.: *Accelerated Active High-Temperature Cycling Test for Power MOSFETs*. In: Thermal and Thermomechanical Proceedings 10th Intersociety Conference on Phenomena in Electronics Systems, 2006. IThERM 2006, Seiten 1102–1110. IEEE, 2006, ISBN 0-7803-9524-7.
- [90] Le Henaff, F.; Greca, G.; Paul Salerno, P.; Mathieu, O.; Reger, M.; Khaselev, O.; Bouregghda, M.; Durham, J.; Lifton, A.; Harel, J. C. und Laud, S.: *Reliability of Double Side Silver Sintered Devices with various Substrate Metallization and Energy Management (PCIM Europe 2016)*. In: PCIM (Herausgeber): PCIM Europ, 2016.
- [91] Choi, U.-M.; Joergensen, S. und Blaabjerg, F.: *Advanced Accelerated Power Cycling Test for Reliability Investigation of Power Device Modules*. IEEE Transactions on Power Electronics, Seite 1, 2016, ISSN 0885-8993.
- [92] Schweitzer, D.: *Transient dual interface measurement of the Rth-JC of power packages*. In: 14th International Workshop on Thermal Investigation of ICs and Systems, 2008. THERMINIC 2008, Seiten 14–19. IEEE / Institute of Electrical and Electronics Engineers Incorporated, 2008, ISBN 978-1-4244-3365-0.
- [93] Schweitzer, D.; Pape, H.; Kutscherauer, R. und Walder, M.: *How to evaluate transient dual interface measurements of the Rth-JC of power semiconductor packages*. In: Proceedings 2009, Seiten 172–179, Piscataway, NJ, 2009. IEEE Service Center, ISBN 978-1-4244-3664-4.
- [94] Schweitzer, D.; Pape, H.; Chen, L.; Kutscherauer, R. und Walder, M.: *Transient dual interface measurement — A new JEDEC standard for the measurement of the junction-to-case thermal resistance*. In: 2011 27th Annual IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium, Seiten 222–229, Red Hook, NY, 2011. Curran Associates, ISBN 978-1-61284-740-5.
- [95] Hanss, A.: *Zuverlässigkeitsuntersuchung von LED-Interconnects mit Hilfe der Transienten Thermischen Analyse: Dissertation*. Technische Universität Berlin, Berlin, 2019.
- [96] Elger, G.; Kandaswamy, S. V.; Liu, E.; Hanss, A.; Schmid, M.; Derix, R. und Conti, F.: *Analysis of solder joint reliability of high power LEDs by transient thermal testing and transient finite element simulations*. Microelectronics Journal, Ausgabe: 46(12), Seiten: 1230–1238, 2015, ISSN 0026-2692.
- [97] Hanss, A.; Schmid, M.; Liu, E. und Elger, G.: *Transient thermal analysis as measurement method for IC package structural integrity*. Chinese Physics B, Ausgabe: 24(6), Seiten: 068105, 2015.
- [98] KENNETT, T. J.; Preswich, W. V. und ROBERTSON, A.: *Bayesian deconvolution I: Convergent properties*. NUCLEAR INSTRUMENTS AND METHODS, Ausgabe: 151(1-2), Seiten: 285–292, 1977.
- [99] Ziegeler, N. J.; Nolte, P. W. und Schweizer, S.: *Quantitative Performance Comparison of Thermal Structure Function Computations*. Energies, Ausgabe: 14(21), Seiten: 7068, 2021.

- [100] Magnien, J.; Mitterhuber, L. und Kraker, E.: *Temperature Sensitive Electrical Parameter Sensing Unit for Early Failure Detection*. In: 2019 25th International Workshop on Thermal Investigations of ICs and Systems (THERMINIC). IEEE, 2019.
- [101] Székely, V.: *A new evaluation method of thermal transient measurement results*. Microelectronics Journal, Ausgabe: 28(3), Seiten: 277–292, 1997, ISSN 0026-2692.
- [102] Poppe, A. und Parry, J.: *Thermal characterization of complex electronics: A basic primer on structure functions*, 2018.
- [103] Gilfrich, J. V. und Birks, L. S.: *Spectral distribution of X-ray tubes for quantitative X-ray fluorescence analysis*. Analytical Chemistry, Ausgabe: 40(7), Seiten: 1077–1080, 1968.
- [104] Mery, D. und Pieringer, C.: *Computer Vision for X-Ray Testing: Imaging, Systems, Image Databases, and Algorithms*. Springer eBook Collection. Springer International Publishing, Cham, 2nd ed. 2021 Auflage, 2021, ISBN 9783030567699.
- [105] Vaga, R. und Bryant, K.: *Recent advances in x-ray technology*. In: 2016 Pan Pacific Microelectronics Symposium (Pan Pacific), Seiten 99–108. IEEE, Piscataway, NJ, 2016, ISBN 9780988887398.
- [106] Bertocci, F.; Grandoni, A. und Djuric-Rissner, T.: *Scanning Acoustic Microscopy (SAM): A Robust Method for Defect Detection during the Manufacturing Process of Ultrasound Probes for Medical Imaging*. Sensors (Basel, Switzerland), Ausgabe: 19(22), 2019.
- [107] Aryan, P.; Sampath, S. und Sohn, H.: *An Overview of Non-Destructive Testing Methods for Integrated Circuit Packaging Inspection*. Sensors (Basel, Switzerland), Ausgabe: 18(7), 2018.
- [108] Brand, S.; Kögel, M.; Altmann, F. und Bach, L.: *Quantitative Assessment of the Porosity in Ag-sintered Joints by non-destructive acoustic Inspection supplemented with a Deep Learning as-sisted Signal Analysis*. In: CIPS 2022, ETG-Fachbericht, Berlin and Offenbach, 2022. VDE Verlag GmbH, ISBN 9783800757572.
- [109] Nordson: *DF2400 FACTS2: C-SAM® Automated Scanning*, 2022.
- [110] Hermann, J.: *Korrelation der mittels Akustikmikroskopie und Transient Thermischer Analyse detektierten Rissbildung in Lötverbindungen mit Finite-Element Simulation*. Bachelor Thesis, Technische Hochschule Ingolstadt, Ingolstadt, 2022.
- [111] Tagare, P.: *Signal averaging*. In: Willis J. Tompkins (Herausgeber): Biomedical digital signal processing: C-language examples and laboratory experiments for the IBM PC, Seiten 184–192. Prentice-Hall, Inc, 1993, ISBN 0-13-067216-5.
- [112] Sundararajan, D.: *Fourier Analysis - A Signal Processing Approach*. Springer Singapore, Singapore, 2018, ISBN 9789811316920.
- [113] Wintrich, A.; Nicolai, U.; Tursky, W. und Reimann, T.: *Application manual power semiconductors*. ISLE Verlag, Ilmenau, 2nd revised edition Auflage, 2015, ISBN 9783938843833.
- [114] On Semiconductor: *Basic Thermal Properties of Semiconductors: Application Note HBD856/D*, June 2009.
- [115] Gustafsson, F.: *Determining the initial states in forward-backward filtering*. IEEE Transactions on Signal Processing, Ausgabe: 44(4), Seiten: 988–992, 1996, ISSN 1053587X.

-
- [116] Ebli, M.; Pfof, M. und Wendel, C. (Herausgeber): *Transient junction temperature measurements of power MOSFETs in the us range*, 2015.
- [117] ROHM Co., Ltd.: *Measurement Method and Usage of Thermal Resistance RthJC: Application Note No. 63AN040E*, 2020.
- [118] Semikron: *SKM 111AR M - Datasheet: 21-12-2015 DIL*, 2015.
- [119] PTR Hartmann: *Prüftechnik - Produktkatalog*, 2019.
- [120] Blackburn, D. und Berning, D.: *Power MOSFET temperature measurements*. In: 1982 IEEE Power Electronics Specialists conference, Seiten 400–407. IEEE, 1982.
- [121] Havanur, S. und Zuk, P.: *Power MOSFET Basics: Understanding Superjunction Technology: Device Application Note AN849*, 2015.
- [122] LUNZE, J. A.: *Regelungstechnik 1: Systemtheoretische Grundlagen, Analyse und Entwurf einschleifiger Regelungen*. MORGAN KAUFMANN, [Place of publication not identified], 2020, ISBN 978-3-662-60745-9.
- [123] Panchal, P.; Essen, T. von; Ras, M. A.; Grosse, C.; May, D. und Wunderle, B.: *Accurate, versatile and compact transient measurement system for fast thermal package characterization and health monitoring*. In: 2018 7th Electronic System-Integration Technology Conference (ESTC), Seiten 1–7, Piscataway, NJ, 2018. IEEE, ISBN 978-1-5386-6814-6.
- [124] Funaki, T. und Fukunaga, S.: *Difficulties in characterizing transient thermal resistance of SiC MOSFETs*. In: 2016 22nd International Workshop on Thermal Investigations of ICs and Systems (THERMINIC). IEEE, 2016.

Symbolverzeichnis

Symbol	Einheit	Beschreibung
$a(z)$	K/W	Thermische Impedanz nach Substitution von t durch z
A	m ²	Fläche
A_{OL}	1	Open-Loop Verstärkung
$b(z)$	a.u.	Ableitung von $a(z)$ nach z
$\Delta b(z)$	a.u.	Anstieg/Änderung in $b(z)$
$B(z)$	a.u.	Normierte logarithmische Ableitung von $a(z)$
B_{max}	a.u.	Maximum der normierten logarithmischen Ableitung $B(z)$
$BW(t)$	Hz	zeitabhängige Bandbreite (engl. bandwidth)
c_p	J/gK	Spezifische Wärmekapazität
C_I	F	Kapazität im Integrierer der Regelschleife
C_{DG}	F	MOSFET: Parasitäre Kapazität zwischen Drain und Gate
C_{DS}	F	MOSFET: Parasitäre Kapazität zwischen Drain und Source
C_{GS}	F	MOSFET: Parasitäre Kapazität zwischen Gate und Source
C_{ox}	F	MOSFET: Kapazität der Oxidschicht
$C_{th,i}$	J/K	Thermische Kapazität im Knoten i des Cauer Netzwerk
$C'_{th,i}$	J/K	Thermische Kapazität im Knoten i des Foster Netzwerk
$C_{th,\Sigma}$	J/K	Kumulierte thermische Kapazität der Strukturfunktion
e	As	Elementarladung
f_g	Hz	Grenz-Frequenz
$F(s)$	1	Übertragungsfunktion Feedback in der Regelschleife
g_M	A/V	MOSFET: Transkonduktanz
I_D	A	MOSFET: Drain Strom
I_{D-Heiz}	A	TTA: Drain Strom in der Heiz-Phase
I_{D-Mess}	A	TTA: Drain Strom in der Mess-Phase
I_F	A	Diode: Vorwärts Strom (engl. forward)
I_S	A	Diode: Sperrstrom
I_{Supply}	A	Versorgungs-Strom
I_{Heiz}	A	TTA: Strom in der Heiz-Phase
I_{Mess}	A	TTA: Strom in der Mess-Phase
k_B	J/K	Boltzmann-Konstante
K	V/A ²	MOSFET: Kanal-Konstante
l	m	Dicke einer Materialschicht
L	m	MOSFET: Länge des Kanals
L_D	H	MOSFET: Parasitäre Induktivität an Drain
L_G	H	MOSFET: Parasitäre Induktivität an Gate
L_S	H	MOSFET: Parasitäre Induktivität an Source
m	1	Anzahl Messwiederholungen zum Mitteln
$M(s)$	1	Übertragungsfunktion MOSFET in der Regelschleife

Symbol	Einheit	Beschreibung
n	1	Zählvariable/Idealitätsfaktor LED
P	W	Leistung
P_{Heiz}	W	TTA: Leistung während er Heiz-Phase
P_{Mess}	W	TTA: Leistung während er Mess-Phase
$P_{el.}$	W	Elektrische Leistung
$P_{opt.}$	W	Optische Leistung
$P_{th.}$	W	Thermische Leistung
ΔP	W	TTA: Leistungssprung
$\Delta P_{el.}$	W	TTA: Elektrische Leistungssprung
ΔP_i	W	TTA: Leistungssprung an der i -ten einer Leistungssequenz
ΔP_{real}	W	TTA: Realer thermische Leistungssprung
$R(s)$	1	Übertragungsfunktion des Reglers in der Regelschleife
$RF_{Zth,M_i}(t)$	K/W	Rauschfreies Messsignal der Messung i
RP_{in}	dB	Rauschpegel am Eingang
RP_{M_i}	dB	Rauschpegel auf der Messung i
RP_{out}	dB	Rauschpegel am Ausgang
$RP_{\Sigma Mess-Phasen}$	dB	Rauschpegel auf der Summe aller Messphasen im DPA
$RP_{\Sigma Offsets}$	dB	Rauschpegel auf der Summe aller Offsets im DPA
RR	dB	Rausch-Reduktion
RR_{DPA}	dB	Rausch-Reduktion durch den DPA
RR_{TP}	dB	Rausch-Reduktion durch Tiefpass-Filtern
RR_{\emptyset}	dB	Rausch-Reduktion durch Mitteln über Wiederholungen
R_I	Ω	Widerstand im Integrierer der Regelschleife
$R_{DS(on)}$	Ω	MOSFET: Widerstand zwischen Drain und Source
R_{Sh}	Ω	Shunt-Widerstand
$R_{Sh-H.}$	Ω	Shunt-Widerstand in der Heiz-Phase
$R_{Sh-M.}$	Ω	Shunt-Widerstand in der Heiz-Phase
R_{th}	K/W	Thermische Widerstand
$R_{th,DBC}$	K/W	Thermischer Widerstand der DBC
$R_{th,Die}$	K/W	Thermischer Widerstand des Dies
$R_{th,Die-Attach}$	K/W	Thermischer Widerstand des Die-Attach
$R_{th,IMS}$	K/W	Thermischer Widerstand der IMS-PCB
R_{th-JC}	K/W	Thermischer Widerstand von Junction bis Case
$R_{th,Kühlk.}$	K/W	Thermischer Widerstand des Kühlkörpers
$R_{th,Kleber}$	K/W	Thermischer Widerstand der Klebeschicht
$R_{th,Lot}$	K/W	Thermischer Widerstand der Lötstelle
$R_{th,Package}$	K/W	Thermischer Widerstand des Package
$R_{th,\Sigma}(n)$	K/W	Kumulierter thermische Widerstand der Strukturfunktion
$R_{th,ges.}$	K/W	Thermischer Widerstand des gesamten thermischen Pfads
$R_{th,i}$	K/W	Thermischer Widerstand im Knoten i des Cauer Netzwerk
$R'_{th,i}$	K/W	Thermischer Widerstand im Knoten i des Foster Netzwerk
$R_{th}(\tau)$	K/W	Thermisches Widerstand-Spektrum im Cauer Netzwerk
$R'_{th}(\tau)$	K/W	Thermisches Widerstand-Spektrum im Foster Netzwerk

Symbol	Einheit	Beschreibung
SEN	mV/K	Temperatursensitivität eines Halbleiterparameters
$S_{RCi}(f)$	1	Frequenz-Spektrum des RC-Knotens i im Foster Netzwerk
$ S_{RCi}(f) $	1	Betrag des Frequenz-Spektrum des RC-Knotens i im Foster N.
t	s	Zeit
t_i	s	Zeitpunkt des Auftretens des i -ten Leistungssprungs
t_{DP}	s	TTA: Länge einer Heiz- oder Mess-Phase in der DP Sequenz
$t_{DP-Sq.}$	s	TTA: Länge der DP-Sequenz
$t_{Einschwing}$	s	Zeit bis die U_{TSP} eingeschwungen ist
t_{Heiz}	s	TTA: Länge der Heiz-Phase
t_{Mess}	s	TTA: Länge der Heiz-Phase
$t_{Umschalt}$	s	Zeit bis I_{DS} Zielwert mit 10 % Abweichung erreicht
τ	s	Zeitkonstante eines RC-Knotens
τ_i	s	Zeitkonstante des RC-Knotens i
T	K	Temperatur
$\Delta T(t)$	K	Änderung der Temperatur
T_J	K	Temperatur der Junction
$\Delta T_J(t)$	K	Änderung der Temperatur der Junction
$T_{Kühlk.}$	K	Temperatur des Kühlkörpers
T_{Ref}	K	Referenz-Temperatur
$T_{Offset,i}(t)$	K	Temperaturoffset zur Berechnung von $\Delta T_{\sigma,i}(t)$ aus $\Delta T_{\Sigma,i}(t)$
$T_{Offset,j}(t)$	K	Temperaturoffset zur Berechnung von $\Delta T_{\sigma,j}(t)$ aus $\Delta T_{\Sigma,j}(t)$
$\Delta T_{\sigma,i}(t)$	K	Temperatur-Sprungantwort der i -ten Mess-Phase des DPA
$\Delta T_{\Sigma}(t)$	K	Temperaturantwort auf eine Leistungssequenz
$\Delta T_{\Sigma,i}(t)$	K	Temperaturantwort in der i -ten Mess-Phase des DPA
$U_{CE(sat)}$	V	IGBT: Sättigungsspannung zwischen Collector und Emitter
U_{DS}	V	MOSFET: Spannung zwischen Drain und Source
$U_{DS-Heiz}$	V	TTA: Drain-Source Spannung in der Heiz-Phase
$U_{DS-Mess}$	V	TTA: Drain-Source Spannung in der Mess-Phase
U_F	V	Diode: Vorwärtsspannung (engl. forward)
U_{f-Body}	V	MOSFET: Vorwärtsspannung Body-Diode (engl. forward)
U_{FB}	V	Feedbackspannung auf der Heiz/Mess-Quelle
U_{GS}	V	MOSFET: Spannung zwischen Gate und Source
U_{Heiz}	V	TTA: Spannung in der Heiz-Phase
U_{Mess}	V	TTA: Spannung in der Mess-Phase
U_{Ref}	V	Referenzspannung der Heiz/Mess-Quelle
$U_{Ref-H.}$	V	Referenzspannung der Heiz/Mess-Quelle in der Heiz-Phase
$U_{Ref-M.}$	V	Referenzspannung der Heiz/Mess-Quelle in der Mess-Phase
U_{Supply}	V	Versorgungs-Spannung
U_T	V	Temperaturspannung
U_{TSP}	V	Spannung eines temperatursensitiven Parameters
$\Delta U_{TSP}(t)$	V	Änderung der Spannung eines temperatursensitiven Parameters
U_{th}	V	MOSFET: Schwellspannung (engl. threshold)
$w(z)$	1	Gewichtsfunktion

Symbol	Einheit	Beschreibung
W	m	MOSFET: Weite des Kanals
z	ln(s)	Substitution für die Zeit
$Z_{th}(t)$	K/W	Thermische Impedanz
$\Delta Z_{th}(t)$	K/W	Anstieg/Änderung der thermischen Impedanz
$Z_{th-el.}(t)$	K/W	Thermische Impedanz bezogen auf die el. Leistung
$Z_{th,DPA}(t)$	K/W	Gemittelte thermische Impedanz berechnet aus allen DP
$Z_{th,i}(t)$	K/W	Korrigierte thermische Impedanz berechnet aus dem DP i
$Z_{th,Mi}(t)$	K/W	Zur bewertung Rausch-Reduktion evtl. Anders
$Z_{th,RCi}(t)$	K/W	Thermische Teil-Impedanz des RC-Knoten i
$Z_{th-real}(t)$	K/W	Thermische Impedanz bezogen auf die th. Leistung
η	%	Wirkungsgrad
λ	W/Km	Wärmeleitfähigkeit
μ_n	m ² /Vs	MOSFET: Mobilität der Elektronen im n-dotierten Silizium
σ	1	Standardabweichung

Abkürzungsverzeichnis

Abkürzung	Bedeutung
ADC	Analog Digital Converter (engl.)
ATIM	Automatisierte thermischer Impedanz Messstand
D-Anteile	differenzieller Anteil
DP	Deterministischer Puls
DPA	Deterministischer Pulse Algorithmus
DUT	Device under Test (engl.)
DBC	Direct Bonded Copper (engl.)
engl.	englisch
FE	Finite Elemente
GaN	Galliumnitride
HP	Signal für Heiz-Phase
I-Regler	integraler Anteil
IC	Integrated Circuit (engl.)
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor (engl.)
ILTIM	In-Line thermischer Impedanz Messstand
IMS-PCB	Insulated Metal Substrate Printed Circuit Board
LED	Licht-emittierende Diode
LSF	Least Square Fit
LZI	Linear zeitinvariant
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
MP	Signal für Mess-Phase
OPV	Operationsverstärker
P-Anteile	proportionaler Anteil
SAC	Zinn-Silber-Kupfer
SAM	Scanning Acoustic Microscopy (engl.)
SiC	Siliziumcarbid
SMD	Surface Mounted Device (engl.)
SNR	Signal Noise Ratio (engl.)
STF	Strukturfunktion
TDIM	Transient Dual Interface Measurment (engl.)
TIM	Thermisches Interface Material
TSP	Temperatursensitiver Parameter
TTA	Transiente thermische Analyse
TSZ	Temperatur Schock Zyklen
WEP	Wurzelextrapolation
el.	elektrisch
X-Ray	Röntgen-Inspektion
CTE	Coefficient of Thermal Expansion (engl.)

Anhang A:

Komprimierungs-Algorithmus

Das Antwortsignal der TTA muss mit einer sehr hohen Abtastrate für einen relativ langen Messzeitraum aufgezeichnet werden. Ohne Komprimierung würden sehr große Datenmengen zum speichern entstehen (Bei einer Messung von 3 s mit 10 MHz: 30 Millionen Messpunkte), was die Zeit für Schreib- und Lese-Zugriffe erhöht und große Speicherkapazitäten voraussetzt. Da die hohe Abtastrate nur im frühen Zeitbereich notwendig ist, können die Daten spätere Zeitpunkte komprimiert werden. Der dafür entwickelte Komprimierungs-Algorithmus wird im folgenden erläutert.

Die relevante Kenngröße des Algorithmus für die Komprimierung ist der relative zeitliche Abstand zwischen zwei Samples zum aktuellen Zeitpunkt, definiert als Sample-Dichte $\rho_{Sample,i}$ des Samples i :

$$\rho_{Sample,i} = \frac{t_i - t_{i-1}}{t_i} \quad (\text{A.1})$$

Unterschreitet $\rho_{Sample,i}$ den Schwellwert $1/D$, erhöht der Algorithmus die Schrittweite zwischen den Samples um den Faktor 3, durch das Verwerfen einzelner Samples. Die neue Schrittweite wird dann beibehalten, bis es zur nächsten Unterschreitung kommt. Die Information der verworfenen Samples wird dabei nicht einfach weggeworfen, sondern zur Verbesserung der Signalqualität der verbleibenden Samples genutzt. Dazu werden die verworfenen und das verbleibende Sample gemittelt und an die Zeitposition des verbleibenden, zentralen Samples geschrieben. So werden nach der ersten Unterschreiten drei Samples zu Einem zusammengefasst, nach der Zweiten neun Samples zu Einem zusammengefasst, usw. Eine Visualisierung des Komprimierungs-Algorithmus ist in Abbildung A.1 zu sehen.

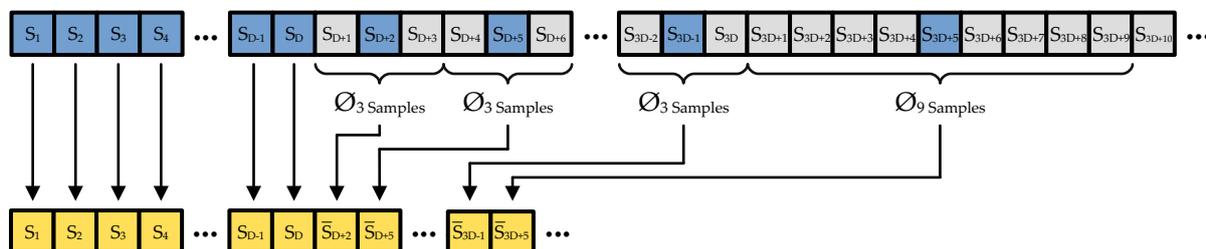


Abbildung A.1: Visualisierung des Komprimierungs-Algorithmus. Die erste Unterschreitung tritt bei Sample S_D auf. Danach werden jeweils drei Samples gemittelt und das zentrale Sample überschrieben. Nach der zweiten Unterschreitung bei S_{3D} werden jeweils neun Samples gemittelt.

Für eine TTA Datei im ASCII-Format einer Messung mit 3 s Messzeit bei 10 MHz Abtastrate und einem Schwellwert von $1/2000$ kann so die Dateigröße 589 MByte auf 0.27 MByte reduziert werden.