



Thorsten Probst



**Terahertz Sensorsysteme auf
dem Weg zum industriellen Einsatz:**
Entwicklung und Anwendung



Cuvillier Verlag Göttingen
Internationaler wissenschaftlicher Fachverlag



Terahertz Sensorsysteme auf dem Weg zum industriellen Einsatz: Entwicklung und Anwendung





Terahertz Sensorsysteme auf dem Weg zum industriellen Einsatz: Entwicklung und Anwendung

Von der Fakultät für Elektrotechnik, Informationstechnik, Physik
der Technischen Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig

zur Erlangung des Grades eines Doktors
der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von Dipl.-Ing. Thorsten Probst
aus Seesen

eingereicht am: 15. Juni 2015
mündliche Prüfung am: 3. November 2015

1. Referent Prof. Dr. rer. nat. Thomas Schneider
2. Referent Prof. Dr. rer. nat. Martin Koch

2016



Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

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

1. Aufl. - Göttingen: Cuvillier, 2016

Zugl.: (TU) Braunschweig, Univ., Diss., 2016

Dissertation an der Technischen Universität Braunschweig,
Fakultät für Elektrotechnik, Informationstechnik, Physik

© CUVILLIER VERLAG, Göttingen 2016

Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen

Telefon: 0551-54724-0

Telefax: 0551-54724-21

www.cuvillier.de

Alle Rechte vorbehalten. Ohne ausdrückliche Genehmigung des Verlages ist es nicht gestattet, das Buch oder Teile daraus auf fotomechanischem Weg (Fotokopie, Mikrokopie) zu vervielfältigen.

1. Auflage, 2016

Gedruckt auf umweltfreundlichem, säurefreiem Papier aus nachhaltiger Forstwirtschaft.

ISBN 978-3-7369-9363-1

eISBN 978-3-7369-8363-2

Vorwort

Es ist nicht genug, zu wissen, man muß auch anwenden;
es ist nicht genug, zu wollen, man muß auch tun.

(Johann Wolfgang von Goethe 1749 - 1832)

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der Entwicklung und Optimierung von Terahertz-Spektroskopiesystemen, unter der Zielsetzung, die Systeme als industrielle Sensortechnik marktfähig zu machen.

Im Rahmen der Arbeit werden neue Systemkonzepte entwickelt und untersucht. Die Verzögerungsstrecken als wichtige Schlüsselkomponenten sowie die Reflektionsanordnung der THz-Systeme stehen dabei im Mittelpunkt. Darüber hinaus werden potentielle Anwendungsszenarien beleuchtet, die einen Beitrag zur Akzeptanz und Etablierung der Systeme im industriellen Umfeld leisten können. Mit den THz-QTDS Systemen wird eine besonderes kostengünstige und vielversprechende Alternative betrachtet. Mit einem neuen Systemkonzept zeigen diese das Potential, langfristig als industrielle Messmethode am unteren Rand der Preisskala eingesetzt zu werden.

Die Arbeit ist während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter in der Arbeitsgruppe von Prof. Dr. rer. nat. Martin Koch an der Philipps-Universität Marburg entstanden. An dieser Stelle möchte ich mich sowohl bei Prof. Dr. rer. nat. Martin Koch, als auch bei Prof. Dr. rer. nat. Thomas Schneider von der Technischen Universität Braunschweig für die Bereitschaft bedanken, mich während meiner Promotion zu betreuen. Die uneingeschränkte Unterstützung und das entgegengebrachte Vertrauen in meine Arbeit, haben mich in dieser Zeit in meinem Handeln und meiner Arbeitsweise bestärkt und motiviert.

Ein weiterer Dank geht an meine Kolleginnen und Kollegen der Arbeitsgruppe Koch an der Philipps-Universität Marburg. Zu nennen sind hier: Stefan Sommer, Stefan Busch, Amin Soltani, Marco Reuter, Christoph Möller, Steffen Schuhmann, Norman Born, Ajanth Velauthapillai und auch all jene Kolleginnen und Kollegen, die nicht namentlich erwähnt sind. Die ehemaligen Kollegen und Wegbegleiter: Nico Vieweg, Benedikt Scherger, Norman Krumbholz, Steffen Wietzke, Ole Peters, Maik Scheller, Bernd Heinen, Christian Jansen und Michael Schwerdtfeger.

Den von mir betreuten Studentinnen und Studenten danke ich für ihre motivierte und zielgerichtete Arbeitsweise, ohne deren Hilfe und Unterstützung diese Arbeit in diesem Umfang nicht möglich gewesen wäre. Zu nennen sind hier Andreas Mohrland, Hanna Schneider, Stefan Sommer und Bastian Reitemeier. Ein besonderer Dank richtet sich an Arno Rehn, der sich in gleicher Weise für die Projekte begeistern und motivieren konnte - mit seinen Programmierfähigkeiten



hat er wesentlich zum Gelingen beigetragen. Nicht zuletzt möchte ich mich für die konstruktiven Gespräche und die gute Betreuung durch Dr. Bernd M. Fischer, Dr. Erique Castro-Camus und Prof. Graham E. Town bedanken. Für die durchweg gute und positive Zusammenarbeit mit den Projektpartner Menlo Systems GmbH, der TEM Messtechnik GmbH, dem Süddeutschen Kunststoffzentrum und der Batop GmbH sowie der Inoex GmbH. Ein weiterer Dank geht an die TransMit GmbH, insbesondere an Herrn Dr. Mosel, für die Ausarbeitung und Betreuung der entstandenen Patentanmeldungen.

Nicht zuletzt gilt ein besonderer Dank meiner Freundin Julia und meiner Familie, ohne deren Verständnis und Unterstützung der Spagat zwischen Marburg und Braunschweig nicht möglich gewesen wäre.

Braunschweig, Juni 2015

Thorsten Probst



Inhaltsverzeichnis

Vorwort	III
1 Einleitung	1
2 Grundlagen der Terahertz(THz)-Systemtechnik	3
2.1 THz-Systeme: Funktionsweise	4
2.1.1 THz-Zeitbereichsspektroskopie (TDS)	4
2.1.2 Photomischen	8
2.1.3 THz-Quasi-Zeitbereichsspektroskopie (QTDS)	10
2.1.4 Fasergekoppelte THz-Systeme	13
2.2 Verzögerungsstrecken: Konzepte für THz-TDS	15
2.2.1 Optische Verzögerungsstrecken	15
2.2.2 Faserstrecker für 1550 nm	17
2.2.3 Ansätze ohne mechanische Verzögerungsstrecke	19
2.3 Reflexionsgeometrie	22
2.3.1 Strahlteilermethode	22
2.3.2 Transceiver: Integrierter Sender und Empfänger	23
2.4 Übersicht der verwendeten THz-Systeme	24
2.4.1 System 1: THz-TDS Laborspektrometer	24
2.4.2 System 2: THz-TDS partiell-fasergekoppeltes System	26
2.4.3 System 3: THz-TDS fasergekoppeltes System	27
2.4.4 System 4: THz-QTDS System	28
3 THz-Systeme auf dem Weg zur industriellen Anwendung: Schlüsselkomponenten	29
3.1 Verzögerungsstrecke als Schlüsselkomponente des THz-Systems	30
3.2 Faserstrecker - faserbasierte Lösung zur Anwendung in industriellen Systemen	30
3.2.1 Stand der Technik und bisherige Entwicklungen	31
3.2.2 THz-System mit zweistufigem Faserstrecker	31
3.2.3 Mobile THz-Sonde: Messung in Reflexion	34
3.3 Rotatorkonzept - eine kostengünstige Alternative für schnelle Messungen	37
3.3.1 Theorie und Simulationen	37
3.3.2 Optimierte Ausführung für den Einsatz im THz-TDS System	39
3.3.3 Charakterisierung und Vergleichsmessung mit linearer Verfahrenheit	43
3.3.4 Selbstreferenzierung und Messungen in einem THz-TDS System	49



3.3.5	Anwendung zur schnellen Bildgebung	55
3.4	Transceiver: Integrierter fasergebundener Sender und Empfänger	57
3.4.1	Funktionsprinzip des Transceivers	58
3.4.2	Messungen mit einem komplett fasergekoppelten Transceiver	61
3.5	Zwischenfazit	65
4	Industrielle Anwendung: THz-Reflexionsmessungen	67
4.1	Bestimmung der Rohrwandstärke	68
4.1.1	Auswertung der Laufzeit	68
4.1.2	Numerische Überlagerung der Reflexionen	70
4.1.3	Phasenunterschied: Auswertung über den Frequenzbereich	71
4.1.4	Transformation in den Quasi-Raum	72
4.1.5	Kreuzkorrelation	74
4.2	Messungen zur Wandstärkenbestimmung von Kunststoffrohren	75
4.2.1	Vollmaterial Rohre	75
4.2.2	Rohre mit mehreren Wandschichten	77
4.2.3	Zwischenfazit	79
4.3	Untersuchung von Klebstoffen in Reflexion	80
4.3.1	Algorithmen zur Datenextraktion	81
4.3.2	Aushärteverhalten von 2-Komponenten Epoxidharzklebstoffen	83
4.4	Untersuchung von Flüssigkeiten in Reflexion	86
4.4.1	Wasser-Zuckerlösung: zeitliches Verhalten bis hin zur Kristallisation	86
4.4.2	Interpretation und Vergleich mit ATR	89
4.5	Untersuchung von doppelbrechenden Materialien	90
4.5.1	Methode und Motivation	91
4.5.2	Bestimmung der Doppelbrechung einer Probe	92
4.6	Zwischenfazit	93
5	THz-QTDS - eine kostengünstige und gleichwertige Alternative?	95
5.1	THz-QTDS System: kompaktes klassisches Konzept	95
5.1.1	Aufbau und Konzept	96
5.1.2	Untersuchung der Systemstabilität	98
5.1.3	Stabilität des Systems - Reflexionen im optischen Pfad	99
5.2	THz-QTDS System: neues kostengünstiges und kompaktes Konzept	104
5.2.1	Neues Konzept: Laser auf der Verzögerungsstrecke	105
5.2.2	Systemsteuerung und Datenaufnahme mit einem Raspberry Pi	106



5.2.3	Umsetzung mit kostengünstiger Verzögerungsstrecke auf Basis eines DVD-Laufwerks	110
5.3	Prozessüberwachung mit THz-QTDS	117
5.3.1	Untersuchung von 2-Komponenten Epoxidharzklebstoffen mittels THz-QTDS	117
5.3.2	Methoden der Auswertung	118
5.4	Zwischenfazit	120
6	Ausblick	123
6.1	(Groß)-Flächenmessungen mit THz-TDS Systemen	123
6.1.1	Konzept: Sub-Pulse	124
6.1.2	Ausblick: Umsetzung für ASOPS	126
6.2	Die nächste Generation THz-TDS Systeme mit Faserstrecker . . .	127
6.3	THz-QTDS Systeme	128
6.3.1	Optischer Rotator im THz-QTDS System	128
6.3.2	THz-QTDS auf Basis eines optischen Laufwerks	129
6.3.3	THz-QTDS in kompakter Reflexionsgeometrie	130
7	Zusammenfassung	133
	Literaturverzeichnis	135
	Liste der Veröffentlichungen	149



1 Einleitung

Auf dem Gebiet der THz-Systemtechnik wurde in den vergangenen Jahrzehnten bereits viel geforscht und entwickelt, um die Leistungs- und Funktionsfähigkeit der Technik zu verbessern. Parallel dazu wurden Anstrengungen unternommen, die Anwendungsfelder der Technologie zu erweitern und so die Umsetzung zur industriellen Messtechnik voranzutreiben. Wietzke et al. haben zu Beginn dieser Arbeit in ihrer Veröffentlichung über die „Anwendungen für Terahertz-Systeme: Märkte und Perspektiven einer innovativen Technik“ die Punkte: Messgeschwindigkeit, Robustheit und Kosten der Systeme als notwendige Ansatzpunkte zur Verbesserung und Umsetzung identifiziert [1]. Zwar konnten in der Vergangenheit nicht alle mit der Technik verknüpften Erwartungen erfüllt werden, jedoch zeigen aktuelle Recherchen und Beobachtungen von Hochrein [2], dass weiterhin ein großes Interesse an der THz-Technik besteht. Neben der universitären Forschung rücken industrielle Anwendungen und kommerzielle Interessen in den Vordergrund, so dass eine Verschiebung in der Ausrichtung der Technik, aus dem Labor hin zur industriellen Anwendung, auszumachen ist. Dies untermauert er mit seiner Auswertung von weltweiten Internetsuchanfragen und Patentanmeldungen. In der hohen Zahl der Patentanmeldungen sieht er ein zunehmendes kommerzielles Interesse, was sich mit der zunehmenden Anzahl von THz-Systemanbietern deckt.

Im Mittelpunkt dieser Arbeit steht die Entwicklung und Verbesserung von THz-Systemen für die industrielle Anwendung. Mit verbesserter Systemleistung und fortschreitender Kostenreduzierung der THz-Systeme rückt die THz-Systemtechnik in den Interessenbereich und Fokus der Industrie. Im Verlauf der Arbeit hat sich die THz-Systemtechnik als Werkzeug zur zerstörungsfreien Materialprüfung und -charakterisierung sowie als alternative Messtechnik positioniert - die kommenden Jahre werden zeigen, ob die THz-Technik auch aus Sicht der Industrie eine sinnvolle Ergänzung zu bestehenden Messverfahren darstellt.

Die vorliegende Arbeit gliedert sich in unterschiedliche Themenfelder. Zunächst werden die Grundlagen der THz-Systemtechnik in Kapitel 2 eingeführt. Dazu erfolgt die Vorstellung der wesentlichen Funktionsprinzipien und Begriffe der THz-Systemtechnik, wie sie in dieser Arbeit zu verstehen sind. Die für die Arbeit relevanten Systemkonzepte und -methoden werden vorgestellt und Empfehlungen für weiterführende Literatur gegeben. Bereits zu diesem Zeitpunkt wird das Augenmerk auf die Schlüsselkomponenten der THz-Systeme gelenkt: die Verzögerungsstrecken und die Anordnung in Reflexionsgeometrie. Diese stehen im Fokus des anschließenden Kapitels 3. Das Kapitel 2 schließt mit der Beschreibung und Vorstellung der in der Arbeit verwendeten Messsysteme.

Zu den Schlüsselkomponenten der THz-Systeme zählen unter anderem die Verzögerungseinheiten. Diese Komponenten haben einen wesentlichen Einfluss auf die



Genauigkeit und die Messgeschwindigkeit und tragen darüber hinaus wesentlich zu den Systemkosten bei. In Kapitel 3 werden verschiedene Konzepte angewendet und entwickelt. Zunächst wird ein durchgängig fasergekoppeltes und mobiles THz-System auf Basis eines zweistufigen Faserstreckers eingeführt. Das System ist gleichzeitig der Ausgangspunkt für die im späteren Verlauf umgesetzten Reflexionskonfigurationen. Neben einem neuartigen Transceiverkonzept mit lediglich einer THz-Antenne zum Senden und Empfangen der Signale wird eine weitere robuste Reflexionssonde mit zwei THz-Antennen präsentiert. Als Alternative zu bestehenden Verzögerungseinheiten wird das Konzept des Rotators eingeführt. Der Rotator basiert auf einem rotierenden Kunststoffblock, der zur Signalverzögerung im THz-Pfad verwendet wird. Nach der Charakterisierung der Verzögerungseinheit wird mit dem System die schnelle bildgebende Messung zur zerstörungsfreien Untersuchung demonstriert.

In dem anschließenden Kapitel 4 steht die Anwendung der THz-Reflexionssonde im Mittelpunkt. Anhand verschiedener Anwendungsfälle wird das Potential aufgezeigt. Am Beispiel der kontakt- und zerstörungsfreien Wandstärkenbestimmung von Kunststoffrohren werden verschiedene Auswertemethoden diskutiert und angewendet. In einer weiteren Anwendung wird der zeitliche Aushärteprozess von 2-Komponentenklebern betrachtet und mit einem vereinfachten Ansatz auf die THz-Materialparameter ausgewertet. Die Kristallisation einer Wasser-Zuckerlösung und die Bestimmung der Doppelbrechung in Reflexion schließen die Anwendungen ab.

Mit der THz-Quasizeitbereichsspektroskopie (QTDS) wird in Kapitel 5 eine Alternative zu den THz-Zeitbereichsspektrometern mit Kurzpulslaser betrachtet. Um die THz-QTDS als industrielle Messtechnik zu etablieren muss der Systempreis weiter gesenkt werden. Damit die THz-QTDS Technik eine zukünftige Lösung darstellt, erfolgt zunächst die Optimierung der THz-QTDS Systeme nach klassischem Ansatz. Anschließend werden mit Hilfe eines neuen Systemkonzepts sowohl die Baugröße deutlich reduziert als auch die Systemkosten gesenkt. Hierzu wird eine neue Messplattform entwickelt und getestet. Das Konzept bietet zukünftig die Möglichkeit, THz-Systeme mit den Abmessungen eines DVD-Laufwerks zu realisieren und mit Hilfe eines kostengünstigen Raspberry Pi zu steuern.

Das vorletzte Kapitel 6 diskutiert verschiedene Systemkonzepte und Ansätze, die im Rahmen der Arbeit nicht umgesetzt werden konnten, jedoch zukünftig einen Beitrag zur Verbesserung der Technologie leisten können. Insbesondere das Messkonzept der Sub-Pulse verfügt in Kombination mit einem THz-ASOPS System über das Potential zur industriellen Anwendung. Auf der unteren Preisskala setzt das THz-QTDS System auf Basis eines DVD Laufwerks an - begrenzte Leistung zu einem äußerst günstigen Preis.

Die Arbeit schließt in Kapitel 7 mit einer Zusammenfassung und einem Fazit.



2 Grundlagen der Terahertz(THz)-Systemtechnik

Um in den so genannten Terahertz-Bereich (tera, 10^{12}) vorzudringen, stehen heutzutage verschiedene Generations- und Detektionsmethoden zur Verfügung. Für lange Zeit galt der Bereich zwischen 100 GHz und 10 THz als letzte unerschlossene Bastion im elektromagnetischen Spektrum. Dieser Grenzbereich, zwischen Mikrowellenbereich und dem sichtbaren Licht gelegen, konnte, bedingt durch die mangelnde Verfügbarkeit geeigneter Quellen und Detektoren nur unter großem Aufwand erreicht und nutzbar gemacht werden [3]. Diese Einschätzung liegt mittlerweile viele Jahre zurück - in der letzten Zeit haben weltweite Arbeiten im Bereich der Forschung und Entwicklung dazu geführt, dass der Frequenzbereich weiter erschlossen und heute als nutzbar angesehen werden kann [4–7].

Zu der Erschließung des Frequenzbereichs haben eine Vielzahl von technologisch unterschiedlichen Ansätzen beigetragen. So tasten sich die Quellen aus den angrenzenden Bereichen, sowohl auf elektronischer als auch auf optischer Basis, immer weiter in den Grenzbereich - den THz-Bereich - hinein. Von Seiten der Mikrowellentechnik erreichen z.B. die Gunn-Dioden immer höhere Frequenzen: Yang et al. berichtet von 0,2-0,8 THz [8]. Resonante Tunnel Dioden (RTD) kommen bei Feiginov et al. zum Einsatz und ermöglichen derzeit 1,1 THz [9]. Aber auch die frequenzvervielfachten Dioden stehen als Quelle im THz-Bereich zur Verfügung und erreichen z.B. bei Pearson et al. über 2 THz [10, 11]. Von Seiten der Optik sind vor allem die THz-Quantenkaskadenlaser und die nichtlineare Frequenzkonversion zu nennen [12]. Durch die fortschreitende Entwicklung, hin zu immer tieferen Frequenzen, kann auch eine gleichzeitige Steigerung der Signalleistung beobachtet werden [13]. Aber auch andere Lösungen, wie z.B. bildgebende THz-Sensoren können mittlerweile in kompakter Form bei Raumtemperatur zum Einsatz gebracht werden [14–17]. Es kann davon ausgegangen werden, dass in naher Zukunft durch weitere Verbesserung der Effizienz und der Technologie sowie mit neuen Ansätzen ein weiterer Fortschritt erzielt werden kann [18, 19].

Einhergehend mit der Vielfalt der Quellen und Detektoren unterscheiden sich auch die Einsatzgebiete der THz-Systemtechnik [20–24]. Neben der Materialuntersuchung und der zerstörungsfreien Prüfung zählen auch Kommunikations- und Sicherheitsanwendungen sowie die Radioastronomie zu den Einsatzgebieten [1, 25–32]. Je nach Anwendung und den damit verbundenen Anforderungen werden unterschiedliche Quellen und Detektoren eingesetzt [33–36].

Die vorliegende Arbeit konzentriert sich auf die elektro-optische Erzeugung von THz-Wellen mittels Femtosekundenlasern (fs-Lasern) und Multimode-Laserdioden (*engl.: multi mode laser diode, MMLD*) [37–46]. Dies wird allgemein als THz-Zeitbereichsspektroskopie bezeichnet und zählt zu den kohärenten Detektionsarten. Die kohärente Detektion ermöglicht bereits bei kleinen Signalleistungen ein sehr hohes



Signal-zu-Rausch-Verhältnis (*engl.: signal-to-noise ratio, SNR*) bei gleichzeitiger Amplituden- und Phaseninformation.

Die Entwicklung der THz-Spektroskopie ist eng mit der der Femtosekundenlaser verknüpft [39, 47, 48]. So kann, einhergehend mit der Verbesserung und Optimierung der Laserquellen, auch ein Zugewinn der Leistungsfähigkeit und eine Reduzierung der Größe der THz-Systemen verzeichnet werden [2, 38, 49, 50]. Ein besonders zu beachtender Entwicklungsschritt stellte in der Vergangenheit der Wechsel des Wellenlängenbereichs von 800 nm hin zu 1550 nm dar [51–53].

In diesem Kapitel werden die Grundzüge der Terahertz(THz)-Systemtechnik in einem kurzen Abriss dargestellt. Im Mittelpunkt stehen dabei die für die Arbeit im Wesentlichen verwendeten Technologien der Zeitbereichsspektroskopie (*engl.: time domain spectroscopy, TDS*), der Quasi-Zeitbereichsspektroskopie (QTDS) und der fasergekoppelten Ausführungen der TDS-Systeme. Anschließend werden in Kapitel 2.2 verschiedene Verzögerungsmechanismen für den Einsatz in THz-Systemen betrachtet und der Stand der Technik zu Beginn der Arbeit festgehalten. Im Weiteren wird das Konzept der Reflexionsmessung und des Transceivers vorgestellt, hierzu werden zunächst in Abschnitt 2.3 die Grundlagen gelegt. Das Kapitel schließt in Abschnitt 2.4 mit einer Übersicht der in der Arbeit verwendeten Messsysteme.

2.1 THz-Systeme: Funktionsweise

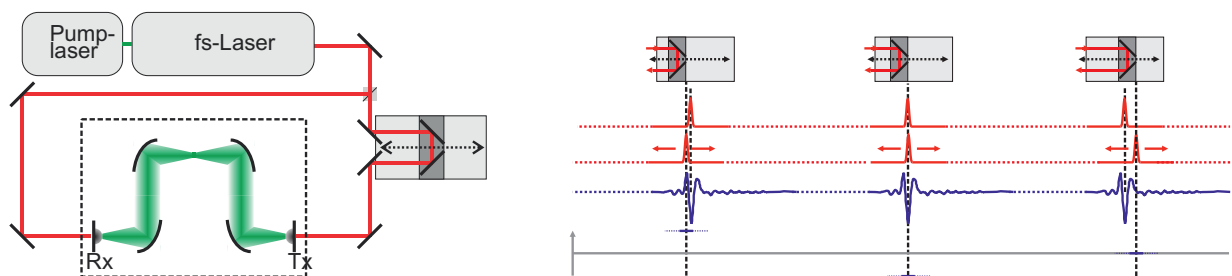
In der vorliegenden Arbeit steht die elektro-optische Generation der THz-Strahlung im Vordergrund, für weitere Generations- und Detektionsmechanismen sei auf die Literatur verwiesen. Einen guten Überblick bieten die Veröffentlichungen von Jepsen, Cooke und Koch [21], Tonouchi [33] sowie Bründerman und Hübers [54].

Im Folgenden wird die Technik der kohärenten THz-Spektroskopie vorgestellt. Zunächst werden die Grundlagen der THz-Zeitbereichsspektroskopie (TDS) im Abschnitt 2.1.1, die des Photomischens in 2.1.2 und der Quasi-Zeitbereichsspektroskopie in 2.1.3 vorgestellt. Anschließend werden die fasergekoppelten THz-TDS Systeme beschrieben, die insbesondere an späterer Stelle in den Kapiteln 3 und 4 vertieft behandelt werden.

2.1.1 THz-Zeitbereichsspektroskopie (TDS)

Das Grundprinzip der THz-TDS stellt die kohärente Detektion der THz-Wellen dar. Herzstück eines jeden THz-TDS Systems ist neben dem Femtosekundenlaser (fs-Laser) und den THz-Antennen zur Erzeugung und Detektion der THz-Strahlung, die Verzögerungsstrecke, die das zeitliche Verschieben der Spektrometerarme zueinander und somit das Abtasten des Messsignals gewährleistet. Abbildung 2.1 (a)

zeigt den schematischen Aufbau eines THz-TDS-Systems in Transmissionskonfiguration. Ausgangspunkt ist der fs-Laser, welcher zeitlich kurze optische Pulse mit einer konstanten Repetitionsrate erzeugt. Die Pulse weisen typischerweise eine zeitliche Länge von ≈ 100 fs und eine Repetitionsrate T_{Rep} von z.B. 80 MHz auf. Die optischen Pulse werden mit einem Strahlteiler auf den Sende- und Empfangsweg aufgeteilt, wobei grundsätzlich gilt, dass die Länge des Emitter- und THz-Wegs zusammen der des Detektorpfads entsprechen. Für diesen Fall treffen der optische Abfragepuls und die vom optischen Sendepuls erzeugte THz-Welle gleichzeitig an der Detektorantenne ein.



(a) Vereinfachter Aufbau eines THz-TDS Systems auf Basis eines fs-Lasers.

(b) Schematische Darstellung der zeitlichen Abtastung des THz-Signals zu drei ausgewählten Zeitpunkten. Durch die zeitliche Verschiebung des optischen Emitterpulses trifft der THz-Puls zu unterschiedlichen Zeitpunkten an der Detektorantenne ein. Die Laufzeit des optischen Detektorpulses wird in diesem Fall nicht verändert.

Abbildung 2.1: (a) Prinzipieller Aufbau eines klassischen THz-TDS Systems. (b) Schematische Darstellung der kohärenten Detektion und des optischen Abtastens des THz-Signals.

Die Sendeantenne besteht aus einem für die Laserwellenlänge sensitiven Halbleitermaterial mit einer aufgetragenen metallischen Antennenstruktur. Für Wellenlängen bei 800 nm kommt bei den Sendeantennen Galliumarsenit (GaAs) und für die Detektorantenne LT-GaAs (*engl.: low temperature grown, LT*), die bei niedrigen Temperaturen gewachsene Variante mit erhöhter Störstellenanzahl zur schnelleren Ladungsträgerrekombination, zum Einsatz. Durch die metallisierten Antennenstrukturen kann das Abstrahlverhalten bezüglich Bandbreite und Resonanz beeinflusst werden. Die aufgesetzte Siliziumlinse ermöglicht eine effizientere Auskopplung der THz-Wellen und dient gleichzeitig zur Bündelung der Strahlung [28, 55–57].

Durch die kurzen optischen Pulse werden im Halbleitermaterial freie Ladungsträger erzeugt, die durch das angelegte elektrische Feld an der Antennenstruktur beschleunigt werden [21]. Die zeitliche Änderung des Stroms strahlt nach den



Maxwell-Gleichungen ein elektrisches Feld ab, somit ist die von der Antenne erzeugte THz-Welle $E_{\text{THz}}(t)$ proportional zum zeitlich veränderlichen Strom $j(t)$ in der Antenne:

$$E_{\text{THz}}(t) \propto \frac{dj(t)}{dt}. \quad (2.1)$$

Die Detektorantenne wird ebenfalls durch die kurzen optischen Pulse angeregt und leitfähig geschaltet. Die in der Antenne erzeugten freien Ladungsträger $g(t)$ werden in diesem Fall jedoch durch das elektrische Feld der einlaufenden THz-Welle $E_{\text{THz}}(t)$ beschleunigt und der erzeugte Strom $J(\tau)$ kann detektiert werden. Das Faltungsintegral beschreibt die Abtastung an der Detektorantenne:

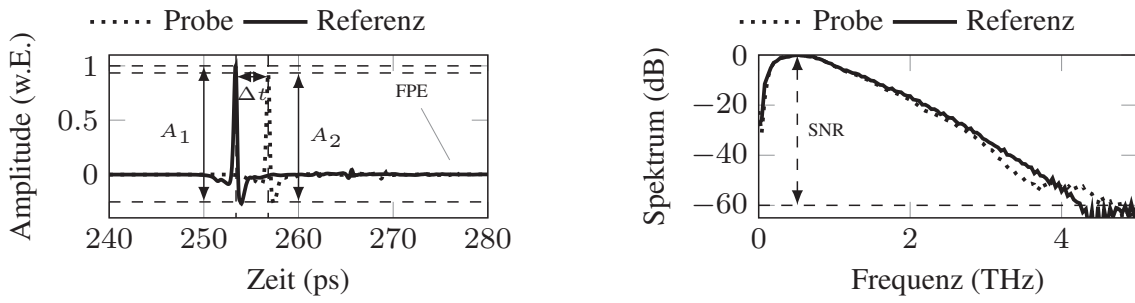
$$J(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} E_{\text{THz}}(t)g(t - \tau)dt. \quad (2.2)$$

Da die optischen Pulse mit 100 fs deutlich kürzer sind als die THz-Pulse und die THz-Antennen eine kurze Ladungsträgerlebenszeit $\tau_{\text{R}} \ll T_{\text{Rep}}$ aufweisen, kann der THz-Puls durch sukzessives zeitliches Verschieben abgetastet und aufgenommen werden.

Das Abtasten des THz-Signals ist in Abbildung 2.1 (b) schematisch zu drei unterschiedlichen Zeitpunkten dargestellt. Durch das gezielte Verändern der Laufzeit der optischen Signale in den Spektrometerarmen wird der Zeitpunkt des Zusammentreffens an der Detektorantenne festgelegt. Der klassische Ansatz erfolgt mit Hilfe einer mechanischen Verschiebeeinheit, deren Spiegel durch das Verfahren den optischen Weg verlängert bzw. verkürzt. Das elektrische Feld der THz-Welle kann somit Punkt für Punkt abgetastet werden und bildet anschließend das zeitliche Messsignal.

Anhand einer Probe- und Referenzmessung können anschließend die frequenzabhängigen THz-Materialparameter der Probe ermittelt werden. Abbildung 2.2 (a) zeigt die erfassten Zeitbereichssignale der Probe- und Referenzmessung. Die Probenmessung zeigt zusätzlich die Fabry-Perot-Echos (FPE), die durch Mehrfachreflexionen innerhalb der Probe entstehen. Bereits im Zeitbereich können diese durch ihre Amplitude $A_{1,2}$ und ihren zeitlichen Versatz $\Delta t_{1,2}$ charakterisiert und verglichen werden. Mit einer Fourier-Transformation können die Daten in den Frequenzbereich transformiert und ausgewertet werden. Abbildung 2.2 (b) zeigt die normierten Spektren der Messungen. Nicht dargestellt sind die frequenzabhängigen Phasen der Signale, welche ebenfalls bei der Transformation erzeugt werden. Anhand des Spektrums kann die Bandbreite und der SNR bestimmt werden, womit die THz-Pulse qualitativ beschrieben werden können.

Die Auswertung der Frequenzbereichsdaten liefert die frequenzabhängigen Materialparameter der untersuchten Probe. Der Brechungsindex $n(\omega)$ und der Absorp-



- (a) THz-TDS Zeitbereichssignale einer Probe- und Referenzmessung. Deutlich zu erkennen ist der zeitliche Versatz Δt und die Änderung in der Amplitude $\Delta A = A_1 - A_2$ zueinander.
- (b) Frequenzbereichssignale der Probe- und Referenzmessung.

Abbildung 2.2: Typische Signale eines THz-TDS Spektrometers mit einer Bandbreite von 4,1 THz und einem SNR von 60 dB.

tionskoeffizient $\alpha(\omega)$ können mit den Formeln nach Jepsen et al. berechnet werden [21, 58].

$$n(\omega) = 1 + \frac{\Delta\varphi(\omega) \cdot c_0}{\omega \cdot d}, \quad (2.3)$$

liefert den Brechungsindex in Abhängigkeit von der Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$ unter Verwendung der Phasendifferenz $\Delta\varphi$ von Referenz- und Probemessung $E_{\text{Ref}}(\omega)$ und $E_{\text{Probe}}(\omega)$ sowie der mechanischen Dicke d der Probe und der Lichtgeschwindigkeit c_0 . Mit Hilfe des Brechungsindex kann anschließend die Absorption $\alpha(\omega)$ ermittelt werden:

$$\alpha(\omega) = -\frac{2}{d} \ln \left(\frac{(n(\omega) + 1)^2}{4 \cdot n(\omega)} \cdot \frac{E_{\text{Probe}}(\omega)}{E_{\text{Ref}}(\omega)} \right). \quad (2.4)$$

Der Ansatz von Pupeza et al., Scheller et al. und Jansen et al. ermöglicht durch eine numerische Optimierung der Transferfunktion $T(\omega) = E_{\text{Probe}}(\omega)/E_{\text{Ref}}(\omega)$ die gleichzeitige Bestimmung von Brechungsindex $n(\omega)$, Absorption $\alpha(\omega)$ und Probendicke d unter Zuhilfenahme der Fabry-Perot Echos (FPE) in der Probe [59–61]. Diese Methode wird in der kommerziellen Auswertesoftware TeraLyzer eingesetzt [62].

Eine einfachere Auswertung anhand der Zeitbereichsdaten unter Verwendung des Laufzeitunterschieds der Messungen Δt liefert den gemittelten bzw. effektiven Brechungsindex $n_{\text{eff}} = 1 + c_0 \cdot \Delta t/d$.

Beispielhaft sind in Abbildung 2.3 (a) der Brechungsindex und in 2.3 (b) die Absorption von PE-HD (*engl.: high density polyethylen, PE-HD*) mit dem TeraLyzer ausgewertet und dargestellt. Die Fehlerbalken für den beidseitigen Vertrauensbe-

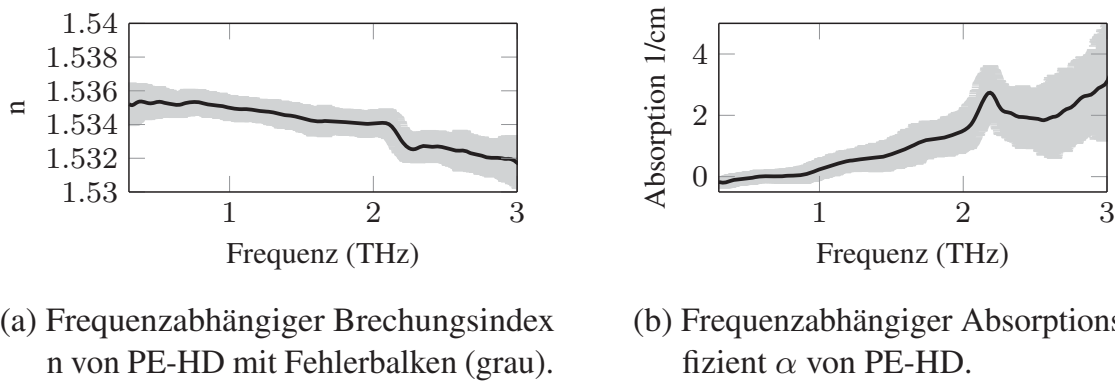


Abbildung 2.3: Ausgewertete Materialparameter von PE-HD über einen Frequenzbereich von 3 THz mit Fehlerbalken (grau).

reich von 95% sind grau eingezeichnet. PE-HD wird häufig für Linsen und optische Elemente im THz-Bereich verwendet, da es im Bereich bis 2 THz einen nahezu konstanten Brechungsindex von $n_{\text{PE-HD}} \approx 1,534$ und einen niedrigen Absorptionskoeffizienten von $\alpha_{\text{PE-HD}} \approx 0,5\text{cm}^{-1}$ aufweist.

Ein wesentlicher Vorteil der THz-TDS Systeme ist, dass bereits mit einer einzelnen Messung die untersuchte Probe über einen breiten Frequenzbereich ausgewertet werden kann. THz-Dauerstrich- bzw. Photomischsysteme bieten lediglich eine selektive Wahl der THz-Frequenz und weisen durch die periodische Signalform eine 2π -Unsicherheit in der Phase auf [63].

2.1.2 Photomischen

THz-Dauerstrichsysteme kommen in der vorliegenden Arbeit nur indirekt zur Anwendung. Jedoch legt die Funktionsweise der Photomischsysteme die Grundlagen der im folgenden Abschnitt 2.1.3 vorgestellten THz-QTDS Systeme und wird daher kurz vorgestellt. Für eine ausführlichere Betrachtung sei auf umfassende Abhandlungen in der Literatur verwiesen, zu nennen sind die Arbeiten von S. Verghese et al. und E. R. Brown et al., welche eine gute Einführung und die notwendige Tiefe bieten [34, 64–68]. Neuere Arbeiten von Stanze et al. und Göbel et al. zeigen modifizierte Funktionskonzepte und Umsetzungen [69, 70]. Aber auch die Ergebnisse von Stanze et al., Deniger et al. und Thirunavikkuarasu et al. zeigen deutliche Fortschritte auf dem Gebiet der Photomischsysteme [71–73]. Weiterhin ist bekannt, dass Göbel et al. an einer monolithisch integrierten Lösung arbeiten, welche vielversprechende Funktionen in Aussicht stellt [74, 75].

Grundlage für die THz-Dauerstrichsysteme sind in der Regel zwei DFB-Laser (*engl.: distributed feedback, DFB*) mit leicht unterschiedlichen Wellenlängen Ω_1

und Ω_2 . Die emittierten optischen Signale E_1 und E_2 werden mit Hilfe eines Strahlteilers überlagert und jeweils zu den THz-Antennen geführt:

$$E(t) = E_1 \cos(\Omega_1 t) + E_2 \cos(\Omega_2 t). \quad (2.5)$$

Die optische Leistung $P_{\text{opt,E}}(t)$ kann durch die beinhalteten Mischprodukte der Ausgangssignale ausgedrückt werden:

$$\begin{aligned} P_{\text{opt,E}}(t) = & \frac{E_1^2}{2} \cos(2\Omega_1 t) + \frac{E_2^2}{2} \cos(2\Omega_2 t) \\ & + \frac{E_1 E_2}{2} \cos((\Omega_1 - \Omega_2)t) + \frac{E_1 E_2}{2} \cos((\Omega_1 + \Omega_2)t). \end{aligned} \quad (2.6)$$

Neben den Termen, die proportional zur 2. Harmonischen $2\Omega_1$ und $2\Omega_2$ sind, weisen die weiteren Terme eine direkte Abhängigkeit zur Summen- $|\Omega_1 + \Omega_2|$ und zur Differenzfrequenz $|\Omega_1 - \Omega_2|$ auf. Die zeitliche Änderung der im Halbleitermaterial erzeugten Ladungsträger $n_A(t)$ ergibt sich aus der Leitfähigkeit $G(t)$ abzüglich der Ladungsträgerrekombination $R(t)$ mit der Zeitkonstante τ . Die Leitfähigkeit ist abhängig von der einfallenden optischen Leistung $P_{\text{opt,A}}(t)$ und einem material- und antennenspezifischen Faktor Ψ_A :

$$\frac{dn_A(t)}{dt} = G(t) - R(t) = \Psi_A P_{\text{opt,A}}(t) - \frac{n_A(t)}{\tau}. \quad (2.7)$$

An der Sendeantenne ist eine Vorspannung angelegt, der entstehende Strom $I_A(t)$ ist proportional zu den erzeugten freien Ladungsträgern $n_A(t)$:

$$I_A(t) \propto n_A(t) \propto \Psi_A \tau \overline{P_{\text{opt,A}}} \left(1 + \frac{\sin(\omega t)}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \right). \quad (2.8)$$

Unter Berücksichtigung der begrenzten Ladungsträgerbeweglichkeit und den in Gleichung 2.6 erzeugten Mischprodukten, kann der zweite Term innerhalb der Klammer als Tiefpass angesehen werden. Für den Mischprozess an der Antenne ist die Differenzfrequenz ω maßgeblich, daher kann die Gleichung für das abgestrahlte elektrische Feld E_{THz} , vereinfacht als

$$E_{\text{THz}}(t) \propto -\frac{dI_A(t)}{dt} = -\omega \Psi_A \tau \overline{P_{\text{opt,A}}} \left(\frac{\cos(\omega t)}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \right), \quad (2.9)$$

dargestellt werden. Die abgestrahlte THz-Frequenz kann über den Abstand der Differenzfrequenz ω der Laser eingestellt werden. Die Detektion wird mit Hilfe des Faltungsintegrals für I_D beschrieben (siehe Gleichung 2.10) und beinhaltet die durch das einfallende optische Intensitätssignal modulierte Leitfähigkeit G_D der Antenne. Die freien Ladungsträger in der Antenne werden durch das einlaufende elektrische Feld $E_{\text{THz}}(t)$ moduliert und der entstehende Strom I_D kann detektiert



werden. Durch ein schrittweises Verändern der Signallaufzeiten um Δt , kann die THz-Welle abgetastet werden:

$$I_D(\Delta t) = \int_{-\infty}^{\infty} G_D(t) E_{\text{THz}}(\Delta t - t) dt. \quad (2.10)$$

Der Strom an der Detektorantenne ist direkt mit der Verzögerungsposition und der THz-Welle verknüpft:

$$I_D(\Delta t) = \omega A_{\text{sys}}(\omega) \overline{P_{\text{opt,A}}} \cos(\omega \Delta t) \quad (2.11)$$

Neben der klassischen Methode des Ab tastens mit Hilfe einer mechanischen Verzögerungsstrecke existieren auch weitere Ansätze, die auf einer kompakten und integrierten Bauform basieren und durch einen optischen Phasenschieber die Phasenlage an den Antennen verändern [69, 70].

2.1.3 THz-Quasi-Zeitbereichsspektroskopie (QTDS)

Bei der sowohl unter den Begriffen THz-Quasi-Zeitbereichsspektroskopie als auch THz-Cross-correlation-Spektroskopie bekannten Methode handelt es sich um eine Sonderform eines CW-THz-Spektrometers (*engl.: continuous wave, CW*) oder Photomischsystems. Durch die parallele Erzeugung mit mehreren äquidistanten Wellenlängen kann ein THz-TDS ähnliches Signal detektiert werden. In dieser Arbeit wird im Weiteren ausschließlich der Begriff THz-QTDS verwendet. Analog zu den in Abschnitt 2.1.2 beschriebenen Grundlagen des Photomischens wird ebenfalls die Erzeugung von THz-Wellen durch die Differenzfrequenzbildung zur Modulation der Antennen angenommen. Zunächst wird der Prozess der Signalerzeugung anhand von drei Lasermoden E_i betrachtet und anschließend für M Moden bzw. Frequenzen erweitert.

Im Folgenden sei beispielhaft der Fall des Photomischens für drei Ausgangswellenlängen analog zu den in Abschnitt 2.1.2 dargestellten Prozessen beschrieben. Die auf die Antenne treffende optische Leistung $P_{\text{opt,E}}(t)$ kann durch:

$$P_{\text{opt,E}}(t) \propto (E_1 \sin(\Omega_1 t + \Phi_1) + E_2 \sin(\Omega_2 t + \Phi_2) + E_3 \sin(\Omega_3 t + \Phi_3))^2, \quad (2.12)$$

beschrieben werden. Dabei sind die Amplituden E_i mit den Frequenzen Ω_i und der zeitlich veränderlichen Phasen Φ_i berücksichtigt. Bedingt durch die quadratische Abhängigkeit der Leistung vom elektrischen Feld entstehen an der Antenne mehrere Mischprodukte, wovon auf Grund der Tiefpasscharakteristik der THz-Antenne lediglich die Differenzfrequenz für die folgenden Schritte berücksichtigt

werden. Die THz-Antenne strahlt ein elektrisches Feld $E_{\text{THz}}(t)$ proportional zu den Differenzfrequenzen ω_{ij} und den Phasendifferenzen Φ_i der Ausgangssignale ab:

$$\begin{aligned} E_{\text{THz}}(t) \propto & \omega_{12} A_E(\omega_{12}) E_1 E_2 \cos(\omega_{12} t + \Phi_1 - \Phi_2) \\ & + \omega_{13} A_E(\omega_{13}) E_1 E_3 \cos(\omega_{13} t + \Phi_1 - \Phi_3) \\ & + \omega_{23} A_E(\omega_{23}) E_2 E_3 \cos(\omega_{23} t + \Phi_2 - \Phi_3). \end{aligned} \quad (2.13)$$

Dabei beschreibt $A_E(\omega_{ij})$ die spektrale Effizienz der Antenne und $\omega_{ij} = |\Omega_i - \Omega_j|$ die Differenzfrequenz. Wird die optische Leistung P_i auf Emitter- und Detektorpfad geteilt, kann eine kohärente Detektion erfolgen. Der entstehende Strom I_D an der Detektorantenne stellt sich wie folgt dar:

$$\begin{aligned} I_D(\Delta t) = & \omega_{12} A_E(\omega_{12}) A_D(\omega_{12}) P_1 P_2 \cos(\omega_{12} \Delta t + \phi_{12}) \\ & + \omega_{13} A_E(\omega_{13}) A_D(\omega_{13}) P_1 P_3 \cos(\omega_{13} \Delta t + \phi_{13}) \\ & + \omega_{23} A_E(\omega_{23}) A_D(\omega_{23}) P_2 P_3 \cos(\omega_{23} \Delta t + \phi_{23}). \end{aligned} \quad (2.14)$$

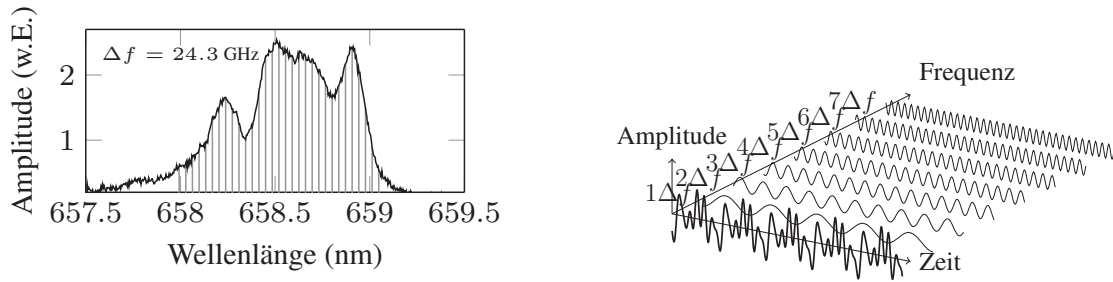
Die Addition der Teilströme an der Detektorantenne mit der spektralen Effizienz $A_D(\omega_{ij})$ erfolgt abhängig von den Differenzfrequenzen ω_{ij} . Durch das zeitliche Abtasten $\Delta t = \Delta X/c_0$ kann das Zeitsignal beschrieben werden. Das Einbringen einer dielektrischen Probe in den THz-Pfad verursacht eine frequenzabhängige Phasenverschiebung, die mit der Phasendifferenz ϕ_{ij} berücksichtigt ist. Der detektierte Strom steht in keiner Beziehung zu der zufälligen Phasenlage der Lasermoden. Durch den Korrelationsprozess ist es möglich, auch ohne feste Modenkopplung der Lasermoden ein THz-Signal mit fester Phasenlage zu detektieren.

Basis von THz-QTDS ist eine MMLD, die bedingt durch ihren Aufbau mehrere longitudinale Moden M mit einer jeweiligen optischen Leistung $P_{\text{opt},M}$ aussendet. Durch die gemeinsame Fabry-Perot Kavität weisen die Moden einen äquidistanten Abstand auf. Abbildung 2.4 (a) zeigt schematisch einen Modenkamm und die damit möglichen Differenzfrequenzen die zur THz-Erzeugung beitragen.

Entsprechend der Verwendung einer MMLD, lässt eine Erweiterung der Anzahl der beteiligten Frequenzen, bzw. Moden, eine allgemeine Schreibweise für den Detektorstrom I_D zu:

$$I_D(\Delta t) = \sum_{k=1}^{M-1} \sum_{l=k+1}^M \omega_{kl} A_E(\omega_{kl}) A_D(\omega_{kl}) P_k P_l \cos(\omega_{kl} \Delta t + \phi_{kl}). \quad (2.15)$$

Da lediglich die Differenzfrequenzen zur Erzeugung und Detektion beitragen, werden im Folgenden nur diese berucktigt. Die Differenzfrequenz zwischen den Moden k und l wird durch ω_{kl} ausgedrückt. Durch den Term ϕ_{kl} ist die Phase der Moden zueinander berucktigt. Die doppelte Summation wird durch die Abhängigkeit von der Modenzahl deutlich. Eine erhohnte Modenzahl resultiert



- (a) Schematische Darstellung der Lasermoden der MMLD mit äquidistantem Frequenzabstand. (b) Schematischer Aufbau des optischen Intensitätssignals durch Summation der Differenzfrequenzen $\sum n \cdot \Delta f$.

Abbildung 2.4: (a) Prinzipielle Darstellung der äquidistanten Lasermoden und die entstehenden Differenzfrequenzen. (b) Simulation eines periodischen QTDS Signals mit unterschiedlicher Modenzahl.

in einer größeren Bandbreite, verringert dabei jedoch quadratisch die spektrale Amplitude mit zunehmender Modenzahl:

$$I_D(\omega_{kl}) \propto \frac{P^2}{M^2}. \quad (2.16)$$

Unter Berücksichtigung der äquidistanten Lasermoden mit dem Frequenzabstand Δf verringert sich die Anzahl der entstehenden THz-Frequenzen, jedoch bleibt die erzeugte Bandbreite gleich. Unter der Annahme, dass die optische Leistung P_{opt} gleichmäßig auf die Moden M verteilt ist, ergibt sich pro Mode die optische Leistung von $P_k = \frac{P_{\text{opt}}}{M}$. Damit kann der detektierte Strom an der Detektorantenne wie folgt bestimmt werden:

$$I_D(\Delta t) = \sum_{k=1}^{M-1} \left[\frac{(M-k)}{M^2} 2\pi k \Delta f A_E (2\pi k \Delta f) A_D (2\pi k \Delta f) P^2 \cos(2\pi k \Delta f \Delta t + \phi_m) \right]. \quad (2.17)$$

Die Energie ist hier in den Frequenzen mit dem Abstand Δf kondensiert, so dass ein hohes Signal-zu-Rausch Verhältnis erzielt werden kann. Abbildung 2.4 (b) zeigt schematisch die optischen Differenzfrequenzen mit zufälliger Phasenlage. Im Vordergrund ist das optische Intensitätssignal als Überlagerung der einzelnen Differenzfrequenzen dargestellt. Die Periodizität $T_P = \frac{1}{\Delta f}$ stellt die Verknüpfung von Zeitbereich und Frequenzbereich dar und verdeutlicht die diskreten Frequenzkomponenten.

Mit einem klassischen THz-QTDS System nach Abbildung 2.5 aufgenommene Messdaten weisen die zeitliche Periodizität und die diskreten Frequenzen im Frequenzbereich auf (vergl. Abbildung 2.6). Typischerweise kann mit einem THz-

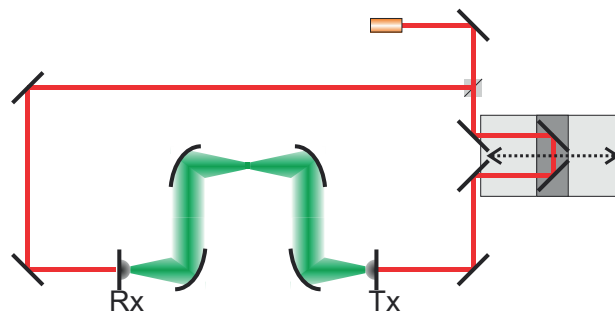
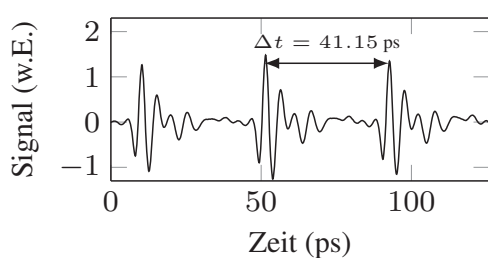
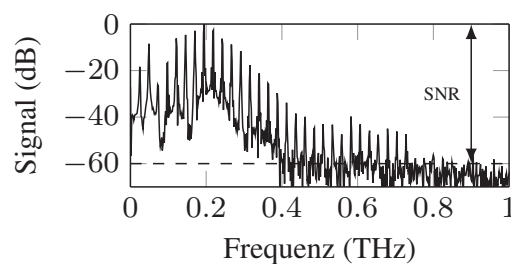


Abbildung 2.5: Schema eines THz-QTDS Systems mit kompakter Laserquelle in Form einer MMLD und klassischem Systemaufbau. Die Weglängen des Emitter- und THz-Pfads weisen die gleiche Länge wie der Detektorpfad auf.

QTDS System eine Bandbreite von 650 GHz und ein SNR von 50 dB realisiert werden.



(a) QTDS-Zeitbereichssignal über mehrere Quasi-Pulse. Deutlich zu erkennen die periodischen Pulse mit einem Abstand von ≈ 41 ps.



(b) QTDS-Spektrum mit diskreten Frequenzen im Abstand von ≈ 25 GHz und einem SNR von ≈ 60 dB.

Abbildung 2.6: Typisches Signal eines QTDS-Systems: Pulsfolge im Zeitbereich und Spektrum mit diskreten Frequenzen.

Die Messsignale weisen eine signifikante Ähnlichkeit zu denen der THz-TDS Systeme auf und erlauben es, nach Scheller et al. aufgrund der phasensensitiven kohärenten Detektion auch den Brechungsindex und Absorptionskoeffizient zu bestimmen, analog wie im Fall der THz-TDS [45]. Eine tiefere Betrachtung erfolgt in Kapitel 5.

2.1.4 Fasergekoppelte THz-Systeme

Eine Abwandlung der in Abschnitt 2.1.1 beschriebenen Spektrometer stellen die fasergekoppelten THz-Systeme dar. Auf Grund ihrer hohen Flexibilität und der

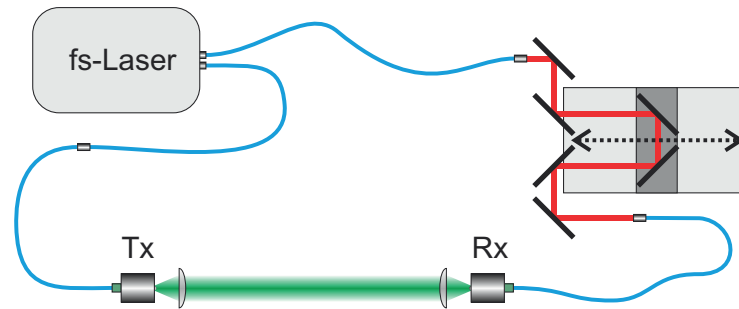


Abbildung 2.7: Funktionsbild eines partiell fasergekoppelten THz-TDS-Systems mit optischer Verzögerungsstrecke.

speziellen Eignung für den industriellen Einsatz, kommt diesen Systemen eine besondere Bedeutung zu. In den weiteren Abschnitten dieser Arbeit werden die fasergekoppelten Systeme für den Großteil der Messungen und Verfahren verwendet und weiterentwickelt. Daher werden diese Systeme hier explizit eingeführt.

Die Vorstellung ist dabei jedoch auf den - mittlerweile - etablierten Wellenlängenbereich von 1550 nm begrenzt, da frühere Systeme bei der Wellenlänge von 800 nm weitgehend ersetzt wurden. Eine Einführung ist in der Literatur in den Arbeiten von Vieweg et al., Dietz et al. und Peters et al. zu finden [50, 76, 77]. Als kommerzielle Anbieter von THz-Systemen sind die Firmen Toptica, MenloSystems, Teraview, Picometrix, Zomega und Advantest zu nennen, die sich den weltweiten Markt aufteilen [78–83].

Der Stand der Technik zu Beginn dieser Arbeit stellt sich wie folgt dar: Basis des fasergekoppelten THz-TDS Systems ist ein Erbium dotierter fs-Laser (*engl.: erbium-doped fiber amplifier, EDFA*) bei einer Zentralwellenlänge von 1550 nm. Der Laser stellt die optische Leistung in Form von kurzen optischen Pulsen an zwei separaten Ausgängen zur Verfügung. In Abbildung 2.7 ist schematisch der Systemaufbau dargestellt. Typischerweise haben die fs-Laser eine Repetitionsrate von 80-250 MHz und eine optische Leistung von 80 mW.

Die Laserausgänge sind bereits für die Spektrometerarme vorkonfiguriert. So befindet sich hinter der eigentlichen Kavität ein optischer Verstärker, der die optischen Pulse auf ihre Ausgangsleitung verstärkt. In der Regel wird eine feste Faserlänge für Emitter- und Detektorarm vorgegeben und diese bereits im Lasergehäuse vor dem Strahlteiler bzgl. der Dispersion vorkompensiert. Durch die IDF-Faser (*engl.: inverse dispersion fiber, IDF*) wird die kurze Pulslänge an den THz-Antennen sichergestellt. Anschließend teilt ein Splitter die optischen Pulse auf Emitter- und Detektorpfad auf. Die Länge für THz-Pfad und optische Freistrahlestrecke ist durch eine ZDF-Faser (*engl.: zero dispersion fiber, ZDF*) im Detektorpfad fest vorgegeben. Für die Faserstrecken kommen in der Regel polarisationserhaltende Glasfasern



(engl.: *polarisation maintaining, PM*) zum Einsatz, da diese auch bei Bewegungen eine gleichbleibende Signalleistung und Phasenlage sicherstellen.

Das Abtasten des THz-Signals erfolgt durch das schrittweise Verfahren der Verzögerungsstrecke. Abhängig von der Verzögerungsstrecke können Geschwindigkeiten von einigen ps/s und Messfenster von mehreren 100 ps realisiert werden. Eine ausführliche Einführung wird im anschließenden Abschnitt 2.2 gegeben.

Die Funktionsweise der fasergekoppelten THz-TDS-Systeme unterscheidet sich von den Freistrahlsystemen lediglich durch die konsequente Führung in der Faser und den dazu notwendigen Anpassungen. So konnte durch die Verwendung von fasergekoppelten THz-Antennen die Flexibilität der THz-Systeme gegenüber den Freistrahlsystemen wesentlich verbessert werden, wodurch sich neue Anwendungsfelder eröffnet haben. Verbunden mit der variablen Anordnung des THz-Pfades können die Systeme auch in industrieller Umgebung eingesetzt werden, da die Anforderungen des Laserschutzes erfüllt sind.

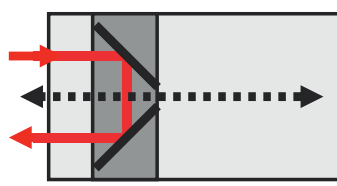
Allerdings bringt die Verwendung von fasergebundenen Systemen auch Nachteile mit sich. Insbesondere nach der Aufteilung der optischen Signale in Detektor- und Emitterpfad können äußerliche Einflüsse, z.B. Temperatur und Erschütterungen, die Signalamplitude und die Phasenlage beeinträchtigen [84].

2.2 Verzögerungsstrecken: Konzepte für THz-TDS

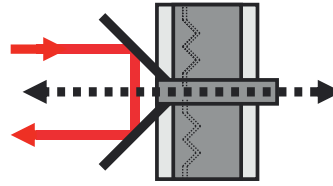
Die Verzögerungsstrecke stellt neben dem fs-Laser eine der Kernkomponenten des THz-Systems dar. Im Verlauf der vergangenen Jahre haben sich verschiedenste Konzepte zur Realisierung der Zeitverzögerung etabliert. Unterschieden werden kann zwischen Konzepten, die im optischen Freistrahlsystem oder im THz-Pfad realisiert werden, andere die auf einem durchgängig fasergeführten Ansatz basieren und weitere, die durch die Manipulation der Repetitionsrate des fs-Lasers umgesetzt werden. In den folgenden Abschnitten wird ein Überblick über die bisherigen Lösungen und die verbreitetsten Verzögerungsmechanismen in der THz-Spektroskopie gegeben.

2.2.1 Optische Verzögerungsstrecken

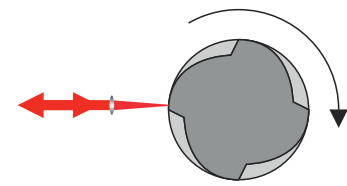
Die Variante der optischen Verzögerungsstrecke zählt zu den am weitesten verbreiteten Konzepten und kann in Unterkategorien aufgeteilt werden. Eine einfache Differenzierung kann anhand der unterschiedlichen Antriebsmechanismen erfolgen: Linearversteller, Schwingungsgenerator und rotierende Lösungen, siehe Abbildung 2.8 (a-c).



(a) Klassische optische Verzögerungsstrecke mit Retroreflektor auf einem Lineartisch



(b) Schwingungsgenerator zur schnellen Messung



(c) Rotierende optische Verzögerungsstrecke

Abbildung 2.8: Verschiedene Ausführungen und Umsetzungen optischer Verzögerungsstreckenkonzepte für den Einsatz in THz-Systemen.

Linearschlitten

Der Linearschlitten, auch Lineareinheit genannt, repräsentiert den klassischen Ansatz einer optischen Verzögerungsstrecke. Es handelt sich in der Regel um einen hoch präzisen Lineartisch, der parallel zum optischen Strahlengang ausgerichtet und einen Spiegel, bzw. einen Retroreflektor, entlang der optischen Achse verfahren kann. Dabei trifft der einfallende optische Strahl in den Retroreflektor und wird parallel versetzt zu diesem zurückgeführt. Mit einer Positionsänderung wird der optische Weg und damit die Laufzeit gezielt verändert. Eine Verschiebung des Spiegels um Δx hat eine Laufzeitänderung von Δt zur Folge, bedingt durch Hin- und Rückweg ermöglicht dieses Konzept die doppelte Verzögerung.

$$\Delta t = 2 \cdot c_0 \cdot \Delta x \quad (2.18)$$

Diese Art der Signalverzögerung weist eine sehr hohe Präzision und Linearität auf. Oftmals verfügen die Steuereinheiten über zusätzliche Positionssensoren, die die Genauigkeit weiter erhöhen. Eine nachträgliche Linearisierung der resultierenden Zeitachse ist nicht notwendig. Mit diesem Ansatz können modellabhängige Messgeschwindigkeiten von 0,1-6 ps/s und Messfenster mit einem Zeitbereich von mehreren ns realisiert werden.

Um auch den Anforderungen für schnellere Messungen zu genügen, kann das Konzept modifiziert werden. Im folgenden Abschnitt ist das Prinzip der elektromagnetischen Antriebe kurz vorgestellt.

Tauchspulenkonzpte: elektromagnetischer Schwingungsgenerator

Um den Nachteil in der Messgeschwindigkeit des Linearschlittens zu beheben kann der Retroreflektor an einer Tauchspule montiert werden. Diese Tauchspule funktioniert analog zu einem Lautsprecher und setzt ein elektrisches Signal in eine

Schwingung bzw. Bewegung um. Abhängig von der bewegten Masse können mit diesen Lösungen Bereiche von mehreren 10 ps bei einer Messgeschwindigkeit von mehreren 10 Pulsen pro Sekunde erreicht werden. Zwar kann man durch geeignete Wahl des Anregesignals die Bewegung des Spiegels beeinflussen, jedoch wird keine lineare Verzögerung erzielt. Das Signal muss nachträglich aufwändig mit einer linearen Zeitachse versehen werden. Zur Anwendung kommt dieses Verfahren derzeit in kommerziellen THz-Systemen der Firma Toptica (Teraflash). Ein zusätzlicher Wegsensor liefert eine nominelle Positionsauflösung von 1,7 fs [50]. Um sowohl den Nachteil der nichtlinearen Zeitachse als auch der geringen Messgeschwindigkeit zu verbessern, wurden in der Vergangenheit rotierende Verzögerungseinheiten für den optischen Pfad eingeführt.

Rotierende Spiegelflächen

Die Nachteile der periodischen Pendelbewegung können durch rotierende Anordnungen überwunden werden. Unterschiedlich konzipierte Ansätze ermöglichen es, im Idealfall eine kontinuierliche Verzögerung mit linearer Zeitachse zu realisieren. In der Regel handelt es sich um rotierende Scheiben, deren Stirnseiten derart berechnet und ausgelegt wurden, dass die Laufzeit des daran reflektierten Lichts kontinuierlich verändert wird. Bei den Ausführungsformen können Geschwindigkeit, Hub und Zeitprofil berechnet werden. Jedoch stellen die hohen Drehgeschwindigkeiten Ansprüche an die mechanische Fertigung, die Laufruhe der Elemente und die Rekonstruktion und Synchronisation der Zeitachse. Da die Stirnseite direkt als Spiegelfläche fungiert, sind sowohl die Oberflächenanforderung als auch die Fertigungskosten entsprechend hoch. Zur Anwendung kommt dieses Prinzip im tragbaren kommerziellen THz-System von Zomega [85, 86]. Aufgrund der optischen Wellenlänge sind die Anforderungen an die Güte der Oberfläche und die Justage sehr hoch, was diese Lösung extrem teuer und störanfällig macht. Das Konzept wurde nahezu zeitgleich durch Xu et al. [87] und Salhi et al. [88] vorgestellt.

Der nachfolgende Abschnitt stellt eine vollständig faserbasierte Lösung vor. Die durchgängige Faserführung soll einen Einsatz in industrieller Umgebung ermöglichen und eine Nachjustage erübrigen.

2.2.2 Faserstrecker für 1550 nm

Mit dem Aufkommen der ersten fasergekoppelten Antennen bei der Wellenlänge von 800 nm, kam der Wunsch auf, ein durchgängig fasergekoppeltes THz-System zu realisieren [89]. Die Vorteile eines fasergekoppelten THz-Systems liegen wie bereits erwähnt in der geschützten und justagefreien optischen Führung sowie der flexiblen Positionierung der THz-Antennen. Damit würden die Systeme das

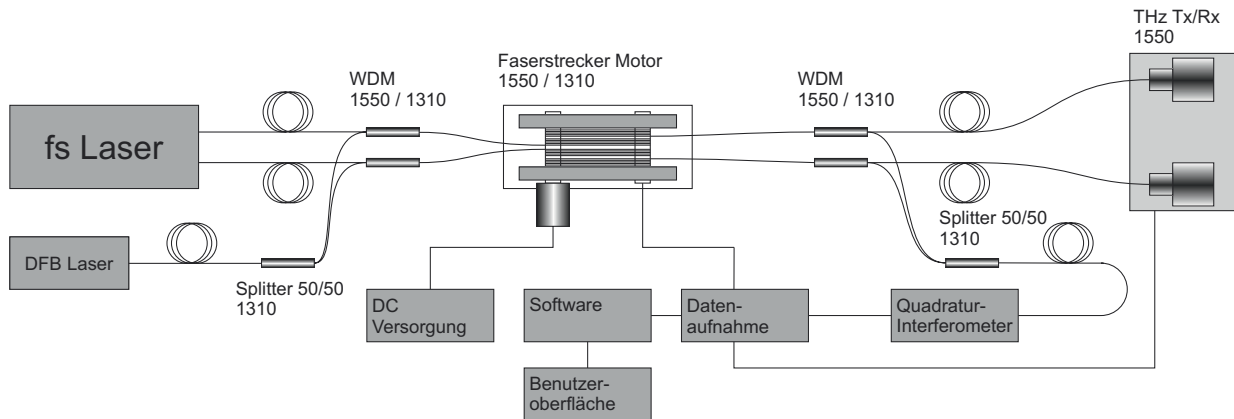


Abbildung 2.9: Schema eines THz-TDS Systems mit motorbetriebem Faserstreckers als Verzögerungsstrecke mit integrierten Quadratur-Interferometer und Datenaufnahme für eine Wellenlänge um 1550 nm.

Potential zu Anwendungsräumen im industriellen Umfeld mit neuartigen Messanordnungen bieten. Erste Versuche einer Umsetzung mit einem fasergekoppelten THz-System bei einer Wellenlänge von 800 nm wurden durch die Firma Picometrix [90] und später durch Krumbholz et al. [22, 91, 92] im Jahr 2008 vorgenommen. Für die Wellenlänge um 1550 nm konnte ein erstes System durch Wilk et al. im Jahr 2007 vorgestellt werden [93]. Mit der Verfügbarkeit von THz-Antennen bei der Telekommunikationswellenlänge, um den Wellenlängenbereich von 1550 nm, konnten vollständig fasergekoppelte Systeme realisiert werden [94]. Für diesen Bereich stehen auch dispersionskompensierende Glasfasern zur Verfügung, womit es möglich ist, die kurze Pulsform auch nach Durchlaufen der Faserstrecke zu erreichen. Lösungen bei 800 nm nutzten hierfür Gitterkompressoren im Freistrahlsbereich.

Das Funktionsprinzip des Faserstreckers basiert auf der Elastizität der Glasfasern. So ist es möglich, Glasfasern elastisch zu dehnen, wobei sie anschließend auf ihre Ausgangslänge zurückkehren. Um die Lichtleitfähigkeit nicht zu beeinflussen, wird bei den Faserstreckern eine maximale Dehnung von $<1\%$ vorgenommen.

Eine schematische Darstellung des Funktionsprinzips ist in Abbildung 2.9 gegeben. Um eine periodische Dehnung der Fasern zu erreichen, stehen zwei Varianten zur Verfügung, die sich in ihrer Anwendung leicht unterscheiden. Bei der Motorvariante sind die Fasern um zwei parallele Achsen gewickelt, wobei eine Achse als Exzenter ausgelegt ist, die die Faserwicklungen dehnt und entlastet. Ein Umlauf der Achse liefert zwei zueinander gespiegelte Zeitfenster, deren Größe durch Anzahl der Windungen und die prozentuale Dehnung der Faser sowie der Gesamtlänge bestimmt wird. Eine Verdoppelung des Zeitfensters kann durch ein gegenläufiges Anwenden auf beide Spektrometerarme erzielt werden.

Eine zweite Variante nutzt zur Dehnung der Faser einen Piezoaktuator. Die mit einer Vorspannung um ein Piezorohr gewickelte Glasfaser wird durch das Anlegen einer Spannung an den Piezoaktuator entsprechend der elektrischen Polung gedehnt oder entspannt. Die resultierende Längenänderung der Glasfaser verändert die Laufzeit der optischen Signale und kann auf diese Weise als Verzögerungsstrecke genutzt werden. Da die Durchmesseränderung des Piezorohrs nur im Bereich weniger μm liegt, sind eine entsprechend hohe Anzahl von Wicklungen und typischerweise mehrere Meter Glasfaser notwendig, um eine Zeitverzögerung von wenigen ps zu erhalten. Ebenfalls in Abbildung 2.9 ersichtlich ist die zusätzliche interferometrische Überwachung der Spektrometerarme zur Bestimmung der Längenänderung und zur Rekonstruktion der linearen Zeitachse zur Datenaufnahme.

Für eine detailliertere Einführung in die Funktion des Faserstreckers sei an dieser Stelle auf die Arbeiten von Krumbholz und Peters verwiesen [95, 96].

2.2.3 Ansätze ohne mechanische Verzögerungsstrecke

Abhängig von den Messaufgaben und den Einsatzgebieten der THz-Spektroskopie werden verschiedene Anforderungen an die THz-Systeme gestellt. Für Aufgaben in der Kurzzeitspektroskopie, insbesondere bei der Untersuchung von Phänomenen und Prozessen mit kurzen Zeitkonstanten, sind schnelle und präzise Messsysteme wünschenswert. Eine mögliche Lösung sind Systeme ohne mechanische Verzögerungsstrecke im optischen- oder im THz-Pfad. Vielmehr kann durch die gezielte Veränderung der Repetitionsrate des fs-Lasers ebenfalls eine Verzögerung realisiert werden. Im Folgenden werden drei Verfahren kurz vorgestellt, dazu zählen OSCAT (Optical Sampling by Cavity Tuning), ASOPS (Asynchronous Optical Sampling) und ECOPS (Electronically Controlled Optical Sampling).

Optical Sampling by Cavity Tuning (OSCAT)

Das Prinzip des OSCAT-Systems beruht auf der kontrollierten Verstimmung der Repetitionsrate f_{rep} des fs-Lasers um die Frequenz Δf in Kombination mit einer passiven Verzögerungsstrecke der Länge l_d . Die emittierte Laserpulsfolge des fs-Lasers wird mit Hilfe eines fasergebundenen Strahlteilers auf Sende- und Empfangsarm aufgeteilt [52, 97]. Der Sendepuls A wird über einen kurzen Weg l_n zur THz-Sendeantenne geführt, wohingegen der Empfangspuls B die zusätzliche Strecke l_d bis zur THz-Detektorantenne zurücklegen muss.

Um Dispersionseffekte zu vermeiden ist die zusätzliche Faserstrecke l_d durch eine IDF-Faser kompensiert, so dass nach beiden Pfaden identische optische Pulse zur Verfügung stehen. Durch die unterschiedlichen Pfadlängen und den THz-Pfad,



weisen die Pulse bis zum Eintreffen an der Detektorantenne unterschiedliche Indizes auf: A_i und B_{i+a} . Damit kann der Zeitunterschied der Pulse durch:

$$\Delta t_{\text{var}} = a \left(\frac{1}{f_{\text{rep}}} - \frac{1}{f_{\text{rep}} + \Delta f} \right) \quad (2.19)$$

ausgedrückt werden und es ergibt sich durch den Skalierungsfaktor a die notwendige Länge der passiven Verzögerungsstrecke zu

$$l_d = \frac{a \cdot c_0}{f_{\text{rep}} \cdot n}. \quad (2.20)$$

Durch die Länge der passiven Verzögerungsstrecke und der Frequenz Δf können unterschiedliche Messfenster realisiert und somit verschiedene Messaufgaben abgedeckt werden.

Diese Systeme eignen sich besonders zur schnellen bildgebenden Messung [52, 97] und zeichnen sich durch eine hohe Flexibilität in der Systemauslegung aus. Da das Durchstimmen der Repetitionsrate mittels eines Piezoaktuators nur begrenzt möglich ist, muss die passive Verzögerungsstrecke entsprechend lang dimensioniert werden, um ein ausreichendes Messfenster zu erzielen. Dies erfordert einen erhöhten Aufwand für die Dispersionskompensation und erhöht gleichzeitig die Anfälligkeit für Fehler durch Temperatur und Umwelteinflüsse. Das Konzept zeichnet sich dadurch aus, dass lediglich ein fs-Laser notwendig ist. Dieser muss jedoch bezgl. der Repetitionsrate durchstimmbare sein, damit das Prinzip umgesetzt werden kann. Einfache und besonders kostengünstige Ansätze, wie z.B. komplett faserbasierte Oszillatoren, scheiden somit aus und die mechanische Verzögerungsstrecke wird aus dem äußeren optischen Pfad direkt in die Laserkavität verlagert.

ASynchronus Optical Sampling (ASOPS)

Das Synonym ASOPS ist die Abkürzung für Asynchronus Optical Sampling und beschreibt eine Methode zur ultraschnellen, zeitaufgelösten Spektroskopie [51, 98–101], die auf zwei synchronisierten fs-Lasern mit leicht unterschiedlichen Repetitionsraten $\Delta f_R = |f_{R1} - f_{R2}|$ basiert. Ein solches System kann für den Einsatz in THz-Systemen verwendet werden und im Gegensatz zu konventionellen Systemen sind keine mechanischen Verzögerungsstrecken notwendig. Werden die Pulse der beiden Laser zum Zeitpunkt t_0 gleichzeitig emittiert, so erfahren die nachfolgenden Pulse zum Zeitpunkt t_1 eine Zeitverschiebung. Die zeitliche Verschiebung τ zwischen den Sende- und Empfangspulspaaren erfolgt sukzessive und kann durch

$$\Delta \tau = \frac{\Delta f_R}{(f_{R1} \cdot f_{R2})} \quad (2.21)$$

beschrieben werden. Ein Zyklus über die Gesamtverzögerung von f_{R1}^{-1} endet nach der Messzeit Δf_R^{-1} . Die zeitliche Verschiebung der Sende- und Abfragepulse τ kann über $\tau = \Delta f_R / f_{R1} \cdot t$ mit der Zeit t eindeutig verknüpft werden. Dies eröffnet vielfältige Anwendungen, wie z.B. Prozesskontrolle, bildgebende Messungen sowie zeitaufgelöste Phänomene. Jedoch stellt die Messzeit und die Messgeschwindigkeit besondere Anforderungen an die Messtechnik. Die Signale werden zunächst nicht gemittelt und sind daher sehr klein. Üblicherweise werden bei THz-Messungen Zeitfenster von einigen hundert Pikosekunden benötigt, abhängig von der Repetitionsrate stehen bei ASOPS jedoch Zeitfenster im Bereich von mehreren Nanosekunden zur Verfügung, z.B. $f_R = 1$ GHz erzeugt ein Zeitfenster von 1 ns, wohingegen $f_R = 100$ MHz ein Fenster von 10 ns generiert.

Die Messsysteme müssen über eine große Bandbreite verfügen und die anfallenden Datenmengen verarbeiten können, was in der Regel hochpreisige Lösungen nach sich zieht. Der Nutzbereich des Messfensters beträgt oftmals nur wenige Prozent der Gesamtdaten. So werden z.B. von 10 ns effektiv nur 1% genutzt. Neben der teuren und aufwendigen Datenaufnahme werden hohe Ansprüche an die Stabilisierung und die Synchronisation der fs-Laser gestellt. Insgesamt liegen die Systemkosten im Bereich von über 120.000 € und mehr. Zudem ist die Steuerungselektronik und Datenerfassung in einem Schaltschrank untergebracht und verhindert derzeit eine mobile oder portable Verwendung. Daher ist lediglich eine Anwendung unter Laborbedingungen möglich.

Electronically Controlled Optical Sampling (ECOPS)

Das ECOPS Konzept wurde im Jahr 2008 von der Firma TOPTICA Photonics AG zum Patent angemeldet und stellt eine Weiterentwicklung des ASOPS Ansatzes dar [18, 102, 103]. Das Konzept basiert, wie auch das ASOPS System, auf zwei miteinander synchronisierten fs-Lasern mit unterschiedlichen Repetitionsraten $\Delta f_R = |f_{R1} - f_{R2}|$. Durch einen Regelkreis kann die Differenz Δf_R verändert, durchgestimmt oder moduliert werden. Gegenüber dem ASOPS System ist der Messbereich und die -geschwindigkeit durch die angepasste Vorgabe von Δf_R variabel einstellbar. So variiert f_{R2} zwischen $f_{R2-} = f_{R1} - \Delta f_R$ und $f_{R2+} = f_{R1} + \Delta f_R$. Dies ermöglicht eine freie Einstellung der Verzögerung von 0 bis zu einem gewünschten Zeitbereich, z.B. 100 ps. Durch den begrenzten Messbereich kann dieser passend zur Messaufgabe gewählt werden, was eine effektivere Datenaufnahme ermöglicht.



2.3 Reflexionsgeometrie

Die vorangegangenen Ausführungen beziehen sich auf die Mess- und Systemanordnung in Transmission. Dabei wird der THz-Weg zwischen Sende- und Empfangsantenne vermessen und die Probe mit der Referenzmessung verglichen. Bei dieser Anordnung wird die Probe von der THz-Welle durchleuchtet und lediglich der transmittierte Signalanteil der Probemessung zur Auswertung herangezogen. Der an der Außenseite reflektierte Anteil der THz-Welle verfällt ungenutzt.

Für das Konzept der Reflexionsmessung ist die Herangehensweise entgegengesetzt. Der THz-Pfad des Messsystems ist so ausgerichtet, dass der reflektierte Anteil des Signals erfasst wird. In der Regel befinden sich Sende- und Empfangsantenne auf der gleichen Seite der Probe. Für diesen Ansatz sind verschiedene Konfigurationen und Anordnungen gebräuchlich, welche bereits in der Literatur vorgestellt und diskutiert wurden. Unterschieden wird zwischen der Messung mit zwei separaten Antennen, einer Sende- und Empfangsantenne, allgemein als Reflexionskonfiguration bekannt. In der Literatur bieten die Arbeiten von Jepsen et al. [104–106] eine gute Einführung. Aber auch die Ausführungen von Mittelman et al., Schulkin et al. und Weiteren [30, 85, 107–109] zeigen interessante Anwendungen auf.

Eine weitere Ausführung ist unter dem Begriff Transceiver geläufig und verwendet eine THz-Antenne zum Senden und Empfangen. Im Folgenden wird zunächst die Strahlteilmethode in Abschnitt 2.3.1 kurz vorgestellt und daran anschließend in Abschnitt 2.3.2 der Stand der Technik der Transceiver betrachtet.

2.3.1 Strahlteilmethode

Unter der Strahlteilmethode versteht man gemeinhin eine Antennenanordnung zur Messung in Reflexionsgeometrie, insbesondere in einer Null-Grad Anordnung. Für die Realisierung der Methode sind eine Sende- und Empfangsantenne, analog zum Transmissionsaufbau, notwendig. Typischerweise kommt ein hochohmiger Siliziumwafer als Strahlteiler zum Einsatz. Der Strahlteiler wird dazu unter einem Winkel von 45° im kollimierten THz-Strahlengang platziert, die einfallende THz-Welle wird teilweise reflektiert und transmittiert. Entsprechend der Stärke des Strahlteilers erfolgt ein Parallelversatz des Strahlengangs. Nachdem die transmittierte THz-Welle an der Reflexionsebene zurückgeworfen wurde, erfolgt erneut die Aufteilung in reflektierten und transmittierten Signalanteil. Die abgelenkte THz-Welle läuft zur Detektorantenne, die um 90° versetzt zur Emitterantenne positioniert ist. Die transmittierten Anteile werden innerhalb des Siliziumstrahlteilers reflektiert und treten in Form von Echopulsen im Messsignal auf. Bedingt durch die mehrfache Aufteilung in Transmissions- und Reflexionsanteil können nur ca. 25%

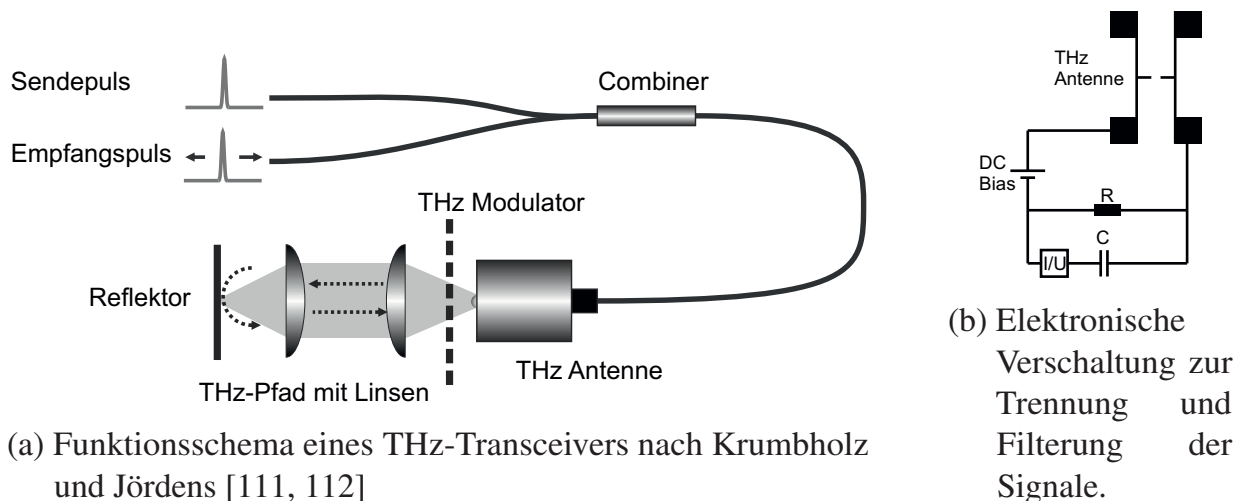


Abbildung 2.10: Schematischer Aufbau eines Transceivers mit Modulation des THz-Signals im THz-Pfad.

des Ausgangssignals detektiert werden. Eine ausführliche Betrachtung erfolgt in der Arbeit von Krumbholz [96].

2.3.2 Transceiver: Integrierter Sender und Empfänger

Das Schachtelwort Transceiver leitet sich vom englischen Transmitter (Tx, Sender) und Receiver (Rx, Empfänger) ab und ist eine Kombination aus beiden Komponenten. In der THz-Technik wurde der Begriff Transceiver erstmals durch Tani et al. eingeführt und das Funktionsprinzip in einem Freistrahlaufbau demonstriert [110]. Unter dem Begriff Transceiver sind in der Literatur verschiedene Konzepte geführt, daher bedarf es an dieser Stelle zunächst einer Definition des Begriffs [110–115]. Allgemein versteht man unter einem Transceiver ein Modul, mit welchem Signale gesendet und gleichzeitig bzw. anschließend, empfangen werden können. Die Ausführungsform und die Konzeption unterscheiden sich dabei mitunter deutlich.

In dieser Arbeit bezeichnet der Begriff Transceiver einen einzelnen Antennenchip, der zum Senden und Empfangen genutzt wird. Weitere Anordnungen, die mehrere Antennen oder Antennenmodule verwenden und ebenfalls in Reflexionskonfiguration messen, werden als Reflexionsaufbau bezeichnet.

Abbildung 2.10 (a) zeigt den schematischen Aufbau des THz-Transceivers nach Krumbholz et al. [111, 112]. Über einen Combiner werden optischer Sende- und Empfangspuls zusammengeführt und auf die THz-Antenne geleitet. Die Pulse weisen einen festen Zeitabstand entsprechend der Länge des THz-Pfades auf und können über eine Verzögerungsstrecke gegeneinander verschoben werden. Da lediglich eine Antennenstruktur zum Senden und Empfangen der THz-Signale genutzt wird, ist diese mit einer DC-Spannung vorgespannt. Trifft der Sendepuls auf



die THz-Antenne, so wird zunächst ein THz-Puls erzeugt und abgestrahlt. Der THz-Puls durchläuft den THz-Pfad, wird an einer Metallfläche reflektiert und mit einem mechanischen Chopper moduliert. Der optische Detektionspuls und das THz-Signal laufen zeitgleich an der THz-Antenne ein. Der optische Detektionspuls erzeugt einen weiteren THz-Puls, der jedoch zeitlich in einem anderen Messfenster liegt. Ebenso sorgt der optische Detektionspuls für die Abtastung des einfallenden THz-Pulses. Durch sukzessives Verschieben des Empfangspulses kann das THz-Signal abgetastet werden. Um die Signale an der THz-Antenne eindeutig zuzuordnen, ist die Antenne über einen Hochpass mit einem Lock-In Verstärker verbunden (siehe Abbildung 2.10 (b)). Lediglich die modulierten Signalanteile (detektierter THz-Puls) passieren den Hochpass und treffen beim Lock-In Verstärker ein, die DC-Anteile werden geblockt. In diesem Fall entspricht die Referenzfrequenz des Lock-Ins der Modulationsfrequenz des mechanischen Choppers im THz-Pfad. Auf diese Weise kann das THz-Signal eindeutig identifiziert und von den überlagernden Anteilen gefiltert werden.

Das Konzept des THz-Transceivers bietet die Möglichkeit, eine einzelne photoleitende THz-Antenne gleichzeitig als Sender und Empfänger zu nutzen. Für die technische Umsetzung ist jedoch ein mechanischer Modulator im THz-Pfad notwendig, der das THz-Signal mit der Referenzfrequenz f_{ref} moduliert. Dies stellt bereits die Limitierung des Ansatzes bezüglich Baugröße und Messgeschwindigkeit dar, da derzeit keine kompakteren und schnelleren Modulatoren bekannt sind. Im folgenden Abschnitt erfolgt die Vorstellung der in dieser Arbeit verwendeten THz-Systeme.

2.4 Übersicht der verwendeten THz-Systeme

Die in der Arbeit durchgeführten Messungen wurden, sofern nicht explizit erwähnt, mit den im Folgenden vorgestellten THz-Systemen durchgeführt. Entsprechend der Messaufgabe wurde das geeignete Messsystem ausgewählt, um optimale Ergebnisse zu erzielen.

In Tabelle 2.1 erfolgt eine Auflistung der verwendeten THz-Systeme mit den maßgeblichen Eigenschaften und Spezifikationen. Anschließend erfolgt in den Unterabschnitten 2.4.1-2.4.4 eine ausführliche Vorstellung der Systeme. Bereits aus der Übersicht geht hervor, dass kein System alle Messaufgaben abdecken und erfüllen kann.

2.4.1 System 1: THz-TDS Laborspektrometer

Dieses THz-TDS-System basiert auf einem Ti:Sa (Titan:Saphir) Lasersystem der Firma Coherend (Coherend Tsunami) und wird von einem Laser (Coherend Mil-

System	Laser & Wellenlänge	Antennenstruktur (Tx-Rx) & Material	Bandbreite & THz-Pfad	Verzögerungsstrecke
Labor-system (2.4.1)	Ti:Sa, @780 nm	Stripline - Dipol (20 μm), LT-GaAs	4 THz, fester THz-Pfad	PI M-521.DG, 1,3 ns @0,1-10 ps/s
flexibles Messsystem (2.4.2)	E_r^{+3} EDFA, @1550 nm	Bow-Tie (20 μm) - Bow-Tie (10 μm) / Stripline (100 μm) - Dipol (20 μm), (LT)-InGaAs/InAlAs	1 THz / 2 THz, flexibler THz-Pfad	PI M-521.DG, 1,3 ns @0,1-10 ps/s
mobiles Fasersystem (2.4.3)	E_r^{+3} EDFA, @1550 nm, @110 fs	Bow-Tie (20 μm) - Bow-Tie (10 μm) / Stripline (100 μm) - Dipol (20 μm), (LT)-InGaAs/InAlAs	0.7 THz / 2 THz, fester THz-Pfad	Faserstrecker, 215 ps @10 Hz 20 ps @>150 Hz
portables QTDS (2.4.4)	MMLD, @660 nm	Dipol (200 μm) - Dipol (200 μm), LT-GaAs	0,65 THz ($\Delta f \approx 25 \text{ GHz}$), fester THz-Pfad	PI M-403.PD, 660 ps @0,5-10 ps/s

Tabelle 2.1: Übersicht der verwendeten THz-Systeme mit Eigenschaften und Spezifikationen

lenia) gepumpt. Der Ti:Sa Kristall eignet sich besonders für die Verwendung als aktives Medium von fs-Lasern, da er zum einen mit der Wellenlänge um 800 nm gepumpt und gleichzeitig als Kerr-Medium fungieren kann. Der generierte fs-Puls hat eine Zentralwellenlänge von 800 nm und weist eine zeitliche Länge von ≈ 70 fs auf. Der Puls wird über einen optischen Strahlteiler in das THz-System eingeführt und auf die Spektrometerarme aufgeteilt. Die optische Verzögerungsstrecke basiert auf einer M-521.DG Verfahrereinheit der Firma PI (Physik Instrumente) und ist mit einem Retroreflektor im Emitterpfad positioniert. Die Kombination ermöglicht ein maximales Messfenster von 1300 ps. Die Verzögerungsstrecke zeichnet sich durch eine hohe Präzision und Wiederholgenauigkeit aus und ermöglicht das Abtasten des THz-Signals mit 0,1 ps/s bis zu 10 ps/s unter Verwendung eines Lock-In Verstärkers zur Datenaufnahme. Ein typisches THz-Signal mit 30 ps Länge benötigt bei einer Geschwindigkeit von 0,5 ps/s ca. 1 min und zählt damit zu den langsameren Messsystemen. Eingesetzt wird ein SR 830 Lock-In der Firma Stanford Research, wobei die Steuereinheit der Verzögerungsstrecke mit einem festen Zeitabstand die Aufnahme der Messpunkte auslöst. Die zur Lock-In Detektion notwendige Modulation des THz-Signals wird durch ein Schalten der Versorgungsspannung an der Emitterantenne erreicht.



Die Strahlführung des THz-Signals erfolgt über vier Off-Axis Parabolspiegel, die mit einem Zwischenfokus eine hohe Ortsauflösung bereitstellen. Mit Hilfe einer Probenpositioniereinheit können automatisiert Referenz- und Probenmessungen durchgeführt werden. Dies ist eine Grundvoraussetzung für eine zuverlässige Langzeitmessung. Damit die Wasserabsorptionslinien im Spektrum unterdrückt werden können, kann der THz-Pfad mit Stickstoff geflutet werden.

Das System liefert Messdaten mit einer Bandbreite von bis zu 4 THz bei einem SNR von 60 dB und bietet sich insbesondere für genaue Materialcharakterisierungen unter definierten Umgebungsbedingungen an. Bedingt durch den durchgängigen Freistrahlaufbau sind andere Messanordnungen und Konfigurationen nur mit hohem Aufwand umsetzbar. Faserbasierte oder partiell-fasergekoppelte THz-Systeme können mit ihrem flexiblen Aufbau diese Lücke füllen.

2.4.2 System 2: THz-TDS partiell-fasergekoppeltes System

Um die eingeschränkte Flexibilität, der auf optischen Freistrahlfaserbasierten System zu beheben, kommt ein partiell fasergekoppeltes THz-TDS System zum Einsatz. Kernkomponente ist ein T-Light 1550 fs-Laser der Firma Menlosystems mit einer Zentralwellenlänge von 1550 nm, entsprechend dem Telekomwellenlängenbereich. Der Laser stellt bereits zwei Faseranschlüsse für Emitter- und Detektorpfad bereit und wurde bereits intern mit einer IDF-Faser bezüglich der Dispersion auf eine externe Faserlänge von 6 m vorkompensiert. Der THz-Pfad ist durch eine zusätzliche ZDF-Faser im Detektorpfad auf 1,20 m fest eingestellt. Das Absampeln der THz-Signale erfolgt mit Hilfe einer optischen Verzögerungsstrecke, die in den Detektorarm integriert ist. Der Laserstrahl wird durch einen optischen Kollimator ausgekoppelt und nach der Spiegelstrecke in die polarisationserhaltende Faser der Detektorantenne eingekoppelt. Um optische Doppelpulse zu vermeiden ist eine $\lambda/2$ -Platte integriert, mit der die Polarisation an die Orientierung der Faserachsen angepasst werden kann. Durch die Verzögerungsstrecke verringert sich die Länge des THz-Pfades auf 100 cm. Das System deckt mit der vorhandenen Verfahreinheit (PI M-512.DG) in Kombination mit einem Lock-In Verstärker (SR 830) Messgeschwindigkeiten von 0,1 ps/s bis zu 10 ps/s ab und erlaubt Messfenster von bis zu 1300 ps aufzunehmen.

Dieser Aufbau zeichnet sich durch seine hohe Flexibilität und Anwendungsvielfalt aus. So kann bei der Konfiguration des Aufbaus leicht zwischen Transmissions- und Reflexionsanordnung gewechselt werden. Die verwendeten PE-HD Linsen bieten neben einem kollimierten THz-Pfad auch eine Konfiguration mit zusätzlichem Zwischenfokus.



Unter Verwendung des vorhandenen Goniometers können winkelabhängige Messszenarien und mit Hilfe einer Rasterverfahrenheit bildgebenden Messungen durchgeführt werden.

Abhängig von den eingesetzten THz-Antennen sind Bandbreiten von bis zu 2,5 THz bei einem SNR von 60 dB möglich. Das THz-System wird im Rahmen dieser Arbeit insbesondere für die Charakterisierung einer neuartigen Verzögerungsstrecke eingesetzt, die in Abschnitt 3.3 vorgestellt wird.

2.4.3 System 3: THz-TDS fasergekoppeltes System

Ein weiterer Schritt in Richtung industrielle Anwendung wird mit dem voll-fasergebundenen THz-System vollzogen. Das System ist für den portablen Einsatz in technischer und industrieller Umgebung ausgelegt und weist eine fest vorgegebene Länge des THz-Pfads auf.

Das System basiert analog, zu System 2 in Abschnitt 2.4.2, auf einem T-Light 2 fs-Laser der Firma Menlosystem und ist mit einem TEM Faserstrecker ausgestattet. Eine umfassende Betrachtung des 2-stufigen Faserstreckers wird im Abschnitt 3.2 vorgenommen. Die Einzelkomponenten sind in einem 19 Zoll Gehäuse mit vier Höheneinheiten untergebracht und über eine flexible Zuleitung mit der Messsonde verbunden. Dabei ist die Messsonde eine für sich abgeschlossene Anordnung und bedarf in der Anwendung keiner weiteren Justage. Eine Vorstellung der Reflexionssonde erfolgt in Abschnitt 3.2.3.

Das Messsystem stellt ein variables Hauptmessfenster mit bis zu 215 ps bei einer Messgeschwindigkeit von 10 Hz zur Verfügung und kann alternativ in einem schnellen Modus einen Messbereich von 20 ps bei 150 Hz aufnehmen. Dabei besteht die Möglichkeit, das schnelle Messfenster frei innerhalb des Hauptmessfensters zu verschieben. Ermöglicht wird dies durch die integrierte Steuerung und die durchgehende interferometrische Überwachung der optischen Pfade des Faserstreckers. Die Datenaufnahme wurde ebenfalls fest mit der Steuerung des Faserstreckers verknüpft und ermöglicht durch das ausgewertete Interferometersignal die Aufnahme von THz-Messdaten mit linearer Zeitachse. Für die Datenaufnahme stehen verschiedene Aufnahmemodi zur Verfügung, so kann zwischen Software Lock-In und zeitlicher Mittelung gewechselt werden. Entsprechend des Aufnahmemodus kann die Beschaltung der Sendeantenne zwischen AC- oder DC-Signal variiert werden.

Eine ausführliche technische Beschreibung des Systems erfolgt in Abschnitt 3.2.2 bei der Umsetzung und Realisierung einer Reflexionssonde.



2.4.4 System 4: THz-QTDS System

Ein weiteres in dieser Arbeit konzipiertes und verwendetes THz-System ist ein kompaktes THz-QTDS System. Das System unterscheidet sich wesentlich von den Systemen 1-3, insbesondere dadurch, dass kein fs-Laser verwendet, sondern stattdessen eine kostengünstige MMLD für die Generation und Detektion an den THz-Antennen genutzt wird.

Die Funktionsweise von THz-QTDS wurde bereits im Abschnitt 2.1.3 einführend diskutiert. Eine essentielle Bedingung für die Funktion eines THz-QTDS Systems ist die Einhaltung der Längenkonventionen für die kohärente Detektion. So gilt allgemein die Faustregel: Emitterpfad und THz-Pfad weisen die gleiche Länge wie der Detektorpfad auf. Das System und das Systemkonzept wurde im Verlauf der Arbeit kontinuierlich weiterentwickelt mit der Zielgebung eines kompakten, günstigen und robusten Messsystems. Eine umfassende Charakterisierung des Systems erfolgt daher in Kapitel 5.

Das QTDS-System basiert auf einer 660 nm MMLD mit einer Bandbreite von 1,5 nm. Typischerweise verfügt die Diode über eine optische Leistung von bis zu 100 mW. Der Abstand der longitudinalen Moden des Lasers beträgt etwa 25 GHz. Ein polarisationsabhängiger Strahlteiler teilt die Leistung gleichmäßig auf Emitter- und Detektorarm, die jeweils zu den THz-Antennen führen auf. Die Längenänderung der Pfade erfolgt mit der im Detektorpfad integrierten PI 403.4PD Verfahrenheit. Der THz-Pfad kann wahlweise als kollimierter Pfad oder mit einem zusätzlichen Zwischenfokus betrieben werden.

THz-Emitter und -Detektor weisen eine identische Dipolstruktur von 200 μm auf und bestehen beide aus LT-GaAs mit einer typischen Ladungsträgerlebensdauer von ≈ 100 fs. Das System ermöglicht die Aufnahme von THz-QTDS Signalen mit einer Bandbreite von 750 GHz bei einem SNR von 60 dB.



3 THz-Systeme auf dem Weg zur industriellen Anwendung: Schlüsselkomponenten

Die Entwicklungen und Erfahrungen aus den vergangenen Jahren haben verdeutlicht, dass sich die THz-Technologie an einem entscheidenden Wendepunkt befindet. So ist zu beobachten, dass kommerzielle THz-Systemanbieter vermehrt auf industrielle Anwendungen abzielen - dies jedoch mit THz-Systemen für den wissenschaftlichen Forschungsbetrieb erreichen wollen. Der hohe Preis und die enormen Anforderungen der Systeme stehen diesem Ziel entgegen [2].

Weiterhin ist zu beobachten, dass alternative Systemkonzepte erforscht werden. Um den wissenschaftlichen Markt zu bedienen, werden Systeme mit großer Bandbreite und hohem SNR entwickelt und angeboten. Gleichzeitig setzen die Anbieter auf flexible, fasergebundene Lösungen, um auf die unterschiedlichen Messaufgaben und Anbindungen reagieren zu können. Hinsichtlich der Messgeschwindigkeiten kann zwischen Systemen mit mechanischer Verzögerung nach klassischem Ansatz und fortgeschrittenen Ansätzen mit mehreren fs-Lasern oder durchstimmbarer Repeatsionsrate gewählt werden [18, 50, 52]. THz Systeme, die das Niedrigpreissegment bedienen, sind derzeit nicht am Markt erhältlich [45].

Im folgenden Kapitel werden Ansätze und Lösungen aufgezeigt, die zukünftig das Potential zur Umsetzung von kostengünstigen und schnellen THz-TDS Systemen besitzen. Zu den Kernkomponenten eines THz-Systems zählt neben der Laserquelle und den THz-Antennen auch die Verzögerungsstrecke bzw. -technik. Zunächst wird die Schlüsselstellung der Verzögerungsstrecken in einem THz-System, vor allem für den Einsatz in industriellen Anwendungen, betrachtet, siehe Abschnitt 3.1. Anschließend werden verschiedene Konzepte, insbesondere für die fasergekoppelten THz-Systeme (Abschnitte 3.2 und 3.3), betrachtet und hinsichtlich ihrer Leistungsfähigkeit bewertet. Zielsetzung ist dabei eine schnelle, zuverlässige und kostengünstige Messung.

Ebenso wie die einzelnen Systemkomponenten, trägt auch die Messanordnung wesentlich dazu bei, Anwendungen und Aufgabenstellungen mit dem Messsystem bearbeiten und abdecken zu können. Oftmals können Messaufgaben nicht in Transmission, sondern nur anhand von Reflexionsmessungen realisiert werden. Um dem zu begegnen, wird zum einen eine kompakte Messanordnung mit Sender und Empfänger in Abschnitt 3.2.3 und zum anderen ein fasergekoppelter THz-Transceiver mit lediglich einer THz-Antenne in Abschnitt 3.4 vorgestellt.



3.1 Verzögerungsstrecke als Schlüsselkomponente des THz-Systems

Bedingt durch das Funktionsprinzip der THz-Spektroskopie ist eine zeitliche Verschiebung zwischen Emitter- und Detektorsignal notwendig, um das Messsignal zeitlich abtasten zu können. Dies wird mit Hilfe einer Verzögerungsstrecke bzw. des -mechanismus erreicht. Die Komponente bzw. das Verfahren trägt damit wesentlich zur Messgeschwindigkeit, Genauigkeit und Zuverlässigkeit des Gesamtsystems bei und bildet das Herzstück des Systems. Jede Messung wird auf die Verzögerungsstrecke zurückgeführt und ggf. mit den folgenden Messungen verglichen. Somit hat sie maßgeblich Einfluss auf die Präzision und Zuverlässigkeit der Messungen.

Bereits in den ersten Berichten über bildgebende THz-Systeme durch Hu und Nuss [48] ist das Bestreben zu erkennen, kürzere Messzeiten zu erreichen. Treibende Motivation ist der Wunsch nach einer schnellen bildgebenden Messung sowie die Überwachung von zeitlich veränderlichen Prozessen. Der Verzögerungsmechanismus und die Datenaufnahme stehen dabei im Mittelpunkt. Im Verlauf der Jahre wurden unterschiedliche Konzepte entwickelt und vorgestellt - nur wenige konnten sich jedoch etablieren.

Wie bereits in Kapitel 2.2.3 vorgestellt, umfassen die Konzepte dabei Rotations-einheiten mit verspiegelten Schnecken und speziellen Stirnflächen für den optischen Freistrahlsbereich [116–119] sowie schnell oszillierende Spiegel [120]. Weitere Ansätze nutzen die Änderung der Repetitionsrate eines oder mehrerer fs-Laser, um die Verzögerung zu realisieren. Zu nennen sind die Konzepte OSCAT und ASOPS bzw. die Sonderform ECOPS [18, 52, 97, 102, 103, 121–123]. Diese Ansätze werden zukünftig eine wesentliche Rolle spielen, bringen derzeit jedoch bedingt durch den hohen Kostenfaktor und die aufwendige Elektronik auch Nachteile mit sich - was den Bedarf an alternativen und kostengünstigen Konzepten verdeutlicht.

Im Folgenden wird der zweistufige Faserstrecker als voll-fasergebundene Verzögerungsstrecke für den industriellen Einsatz vorgestellt.

3.2 Faserstrecker - faserbasierte Lösung zur Anwendung in industriellen Systemen

Die Grundlagen der Faserstrecker wurden bereits im Abschnitt 2.2.2 beschrieben. Das Konzept nutzt die Elastizität der Glasfaser, um eine Laufzeitveränderung hervorzurufen. Die Glasfaser kann sich nach moderater Dehnung wieder auf die Ausgangslänge zurückziehen. Innerhalb dieses Bereichs kann die Faser als ideale Feder gesehen werden [95, 124]. Bei der Dehnung wird der optische Weg verlängert und damit die Laufzeit der optischen Signale in der Faser erhöht. Es wird dabei



angenommen, dass sich der Brechungsindex und die Lichtführungseigenschaften der Glasfaser nicht ändern.

Die Führung in der Glasfaser erfüllt dabei die Anforderung der Lasersicherheit und bietet durch eine Trennung von Laser und THz-Sonde eine freie und flexible Positionierung der einzelnen Komponenten. Eine mechanische Nachjustage der Komponenten oder der optischen Strahlführung ist nicht notwendig. Durch die konsequente Führung des Lichts in der Glasfaser und der damit verbundenen Flexibilität und Arbeitssicherheit des THz-Systems, eignet sich dieser Ansatz besonders für den Einsatz in industrieller Umgebung.

3.2.1 Stand der Technik und bisherige Entwicklungen

Die Grundfunktion und das Arbeitsprinzip wurden bereits in Abschnitt 2.2.2 vorgestellt. Die Entwicklung des Faserstreckers bis zu der im Folgenden vorgestellten Version erfolgte über einen Zeitraum von mehreren Jahren. Dabei wurden unter Beteiligung von mehreren Entwicklern verschiedene Iterationsstufen des Faserstreckers im Entwicklungsprozess erprobt. Als Antriebskonzept wurden parallel eine motor- und eine piezobasierte Lösung erarbeitet und umgesetzt [95, 96]. Die Arbeiten wurden in Kooperation mit der TEM Messtechnik GmbH, Hannover, im Rahmen von industriellen Kooperationsprojekten vorangetrieben.

Das Konzept des piezobasierten Faserstreckers ist in der Telekommunikationsbranche bereits hinreichend bekannt und wird zur variablen Laufzeitanpassung eingesetzt. Jedoch weisen diese Systeme einen kleinen zeitlichen Hub auf, welcher im Bereich von wenigen ps liegt und damit für den Einsatz in einem THz-System nicht geeignet ist [125]. Krumbholz et al. haben die Grundlagen für die Verwendung des Faserstreckers als Verzögerungsstrecke in einem THz-Spektrometer gelegt und den ersten Machbarkeitsnachweis erbracht [92]. Erste nennbare Erfolge und der Beweis der Praxistauglichkeit konnten jedoch erst mit dem Wechsel der Wellenlänge von 800 nm auf 1550 nm erzielt werden [77, 107].

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde ein neues Konzept erarbeitet und umgesetzt, welches sowohl die Vorteile des schnellen Messens als auch die Abdeckung größerer Zeitbereiche vereint. Im Folgenden wird ein zweistufiger Faserstreckter für die Wellenlänge bei 1550 nm als flexible Verzögerungsstrecke in einem THz-System vorgestellt.

3.2.2 THz-System mit zweistufigem Faserstreckter

Das Konzept des zweistufigen Faserstreckers ist die bisher letzte Ausbaustufe und behebt die Nachteile und Schwachstellen vorangegangener Iterationen. Einhergehend mit den mechanischen und elektrischen Nachbesserungen des Konzepts wird ebenso das Ziel verfolgt, die Handhabbarkeit und die Bedienbarkeit für den



Anwender weiter zu vereinfachen und die Systemintegration voranzutreiben. Die vorgestellte Variante kombiniert dazu die Konzepte der bisherigen Antriebsvarianten für einen schnellen und großen Messbereich und verknüpft diese mit einer integrierten Datenaufnahme.

Abbildung 3.1 zeigt schematisch das Konzept eines THz-TDS Systems mit zweistufigen Faserstreckern. Der fs-Laser stellt an zwei Faseranschlüssen die bereits dispersionsvorkompensierten optischen Pulse bei der Zentralwellenlänge von 1550 nm für Emitter- und Detektorarm bereit. Die optischen Pulse weisen nach Durchlaufen der Faserstrecke an den THz-Antennen eine kleine zeitliche Breite von typischerweise ≈ 100 fs auf. Die Größe des THz-Pfades bzw. der Abstand zwischen den THz-Antennen ist durch eine zusätzliche ZDF-Faser im Detektorarm vorgegeben. Aus Gründen der Systemstabilität ist dieser Schritt bereits im fs-Laser vor der Auskoppelung angeordnet und fest implementiert. Die Faserführung ist mit PM Glasfasern ausgeführt.

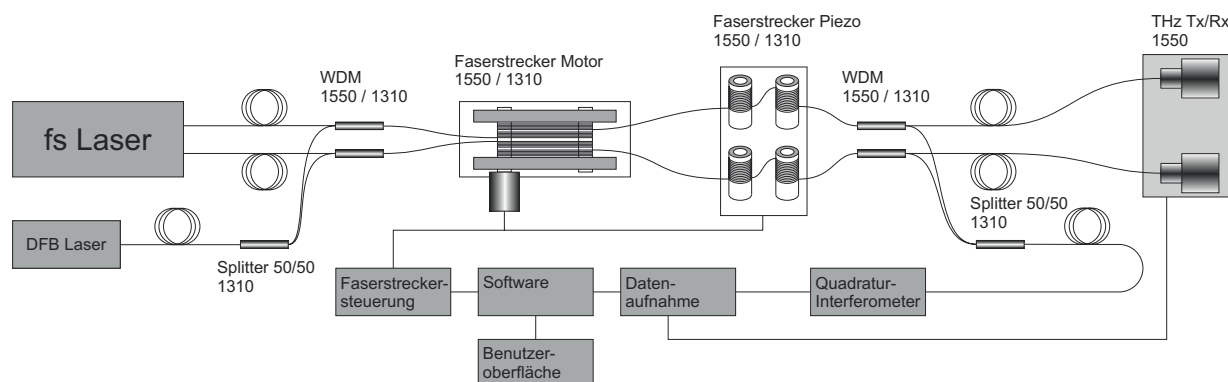
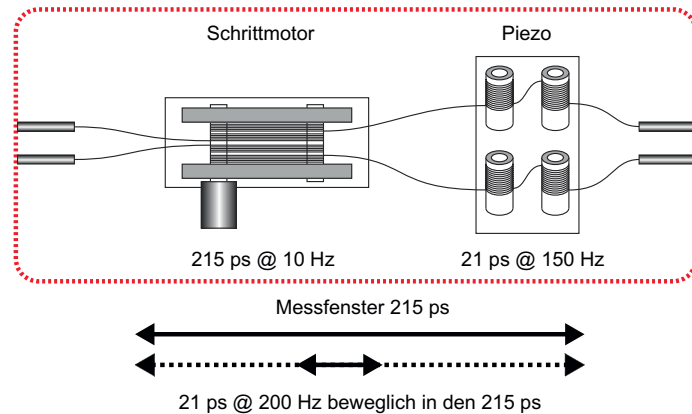


Abbildung 3.1: Funktionsschema eines zweistufigen Faserstreckers als Verzögerungsstrecke in einem 1550 nm THz-TDS System.

Um die Messdaten mit einer absoluten und linearen Zeitachse aufnehmen zu können, ist ein Quadratur-Interferometer in das System integriert, welches die Längenänderungen der optischen Pfade überwacht. Als Referenzlaser dient ein 1310 nm DFB-Laser ($\lambda_{\text{DFB}} = 1310\text{nm}$), der in die Faserstrecke eingespeist und zur Rekonstruktion der linearen Zeitachse ausgewertet wird. Das Referenzsignal wird über zwei WDMs (*engl.: wavelength division multiplexer, WDM*) zusammen mit dem 1550 nm Signal in den PM Fasern vereint. Nach Durchlaufen der Faserstreckerstufen werden die Signale durch weitere WDMs aus Emitter- und Detektorarm separiert und im Quadratur-Interferometer ausgewertet. Laufzeit- bzw. Längenänderungen können mit der Genauigkeit von $\lambda_{\text{DFB}}/2$ richtungsabhängig aufgelöst werden. Die Interferometersignale werden anschließend durch eine integrierte Elektronik verarbeitet und zur Steuerung der Datenaufnahme der THz-Signale verwendet. Die Auflösung des Interferometers ist ein ganzes Vielfaches N von



(a) Realisiertes transportables Messsystem mit integriertem Faserstreckter zur Reflexionsmessung.



(b) Die variable und flexible Gestaltung des Messfensters des zweistufigen Faserstreckers erlaubt ein Verschieben des Messbereichs innerhalb der Interferometerüberwachung.

Abbildung 3.2: Umsetzung des transportablem Messsystems mit einem zweistufigen Faserstreckter (a) und Schema des variablen Messfensters (b).

$\Delta t = \lambda_{\text{DFB}}/c_0$. Bei der vorliegenden Wellenlänge bietet das Interferometer eine minimale zeitliche Auflösung von $\Delta t_{\text{min}} \approx 4,37$ fs.

Die vorliegende Ausführung des Faserstreckers liefert bei der mit Schrittmotor betriebenen Faserstreckerstufe ein Messfenster von 215 ps. Neben dem kontinuierlichen Betrieb über das gesamte Zeitfenster ist auch das diskrete Anfahren von Positionen und Abschnitten über die Ansteuerung des Schrittmotors vorgesehen. In Kombination mit der schnellen piezobasierten Stufe des Faserstreckers kann ein Zeitfenster von maximal 20 ps aufgenommen und mit Hilfe des Schrittmotors innerhalb des großen Messbereichs verschoben werden. Denkbar ist damit ein automatisiertes Folgen des THz-Pulses bei bekannter absoluter Zeitachse, beispielsweise für die Vermessung von Proben mit stark abweichenden Strukturen oder Materialien. Abbildung 3.2 (b) stellt das Konzept des verschiebbaren schnellen Messfensters anhand der Interferometerüberwachung und des Schrittmotors dar.

Die diskutierte Ausbaustufe des Faserstreckers ist auf zwei 19-Zoll-Industriegehäuse verteilt und beinhaltet die elektronische Ansteuerung, das Interferometer, die Spannungsversorgung und die Faserstreckerstufen sowie die Datenaufnahme. Die Einheit kann mittels eines Protokolls per USB über einen Computer gesteuert und ausgelesen werden.

Auf Basis des zweistufigen Faserstreckers ist ein portables voll-fasergekoppeltes THz-TDS System entwickelt worden, welches in Abbildung 3.2 (a) mit einem



kompakten Reflexionsmesskopf gezeigt wird. Der Reflexionsmesskopf wird in Abschnitt 3.2.3 ausführlich vorgestellt.

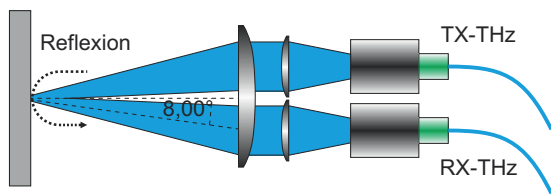
Das THz-System ermöglicht die Aufnahme von THz-Zeitbereichsdaten im Motorbetrieb mit einem Messfenster von 215 ps bei einer Geschwindigkeit von bis zu 10 Hz. Mit der piezobasierten Stufe kann ein kleineres Messfenster von 20 ps bei einer Geschwindigkeit von 150 Hz aufgenommen werden. Das integrierte Interferometer ermöglicht die Rekonstruktion der linearen Zeitachse und dient zum Steuern der Datenaufnahme. Die Datenaufnahme kann mit einem Vielfachen N der Interferometerauflösung bis zu 4096 Datenpunkte pro Messfenster aufnehmen. Für das Messfenster von 215 ps liefert das Interferometer 49200 Punkte. Um den Bereich erfassen zu können, ist ein Teiler von $N=13$ notwendig, um die maximale Datenpunktzahl nicht zu überschreiten. Dies entspricht einem Δt der Datenpunkte von 56 fs. Wird der Messbereich verkleinert, kann auch der Teiler N und das Δt der Datenpunkte angepasst werden. Die angegebenen Messgeschwindigkeiten beziehen sich auf die Verwendung der vor- und rückwärts Signale, die bei Dehnung und Relaxation der Glasfaser entstehen.

Das Messsystem unterteilt sich in Hauptsystem (mobiles Gehäuse) und THz-Messkopf. Beide Einheiten sind durch eine flexible und robuste Anbindung miteinander verbunden, somit kann das System auf einfache Weise an unterschiedliche Messaufgaben adaptiert und in einer industriellen Umgebung zuverlässig genutzt werden. Denkbare Einsatzgebiete sind die bildgebende Messung, die Prozesskontrolle oder die Reflexionsmessung. Zusammenfassend bietet das System eine zuverlässige Ausgangsbasis für die Verwendung als transportables THz-Messsystem in einer industriellen Umgebung. Im Folgenden wird das System um einen kompakten Messkopf zur THz-Reflexionsmessung erweitert.

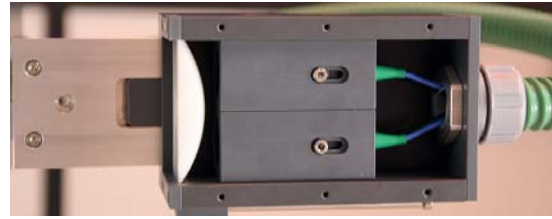
3.2.3 Mobile THz-Sonde: Messung in Reflexion

Das im vorangegangenen Abschnitt vorgestellte transportable THz-System wird für die Verwendung als Reflexionsmesssystem ausgelegt und optimiert. Neben dem eigentlichen THz-System steht die Umsetzung eines robusten Messkopfes im Mittelpunkt. Zielsetzung ist neben der kompakten und kostengünstigen Auslegung auch ein Messbereich ohne auftretende Doppelpulse, wie sie typischerweise bei Verwendung eines Strahlteilers auftreten [54, 107].

Die Umsetzung ist schematisch in Abbildung 3.3 (a) dargestellt. Sende- und Empfangsantenne sind parallel zueinander angeordnet und jeweils mit einer 1 Zoll Kollimationslinse aus PE-HD versehen. Zunächst trifft der kollimierte Strahl der Sendeantenne eine 3 Zoll PE-HD Linse neben der optischen Achse und wird auf die Reflexionsebene abgebildet. Unter der Annahme, dass Einfallswinkel und Ausfallswinkel



(a) Schematische Darstellung der Reflexionssonde mit paralleler Antennenanordnung.



(b) Praktische Umsetzung als THz-Sensorkopf.

Abbildung 3.3: Umsetzung einer kompakten THz-Reflexionsanordnung mit parallelen THz-Antennen.

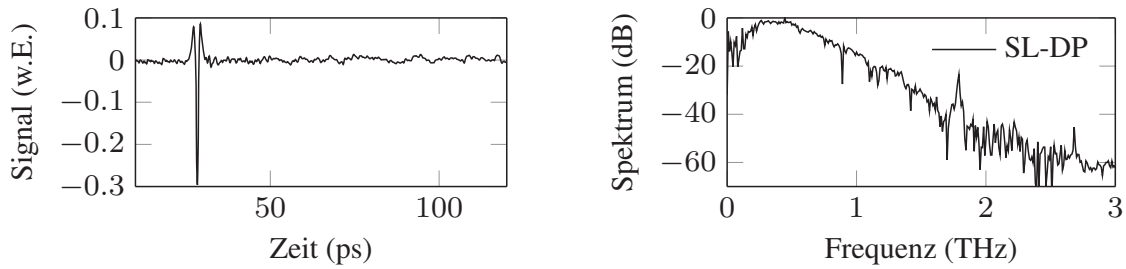
gleich sind, erfolgt die Reflexion an der Probe und der Strahl wird über die 3 Zoll Linse zur Detektorantenne geführt.

Bei der vorgestellten Anordnung handelt es sich um eine modifizierte Variante eines Transmissionsaufbaus. Folglich weist die Anordnung keine Fabry-Perot-Echos im Zeitsignal auf und behebt damit maßgeblich die Nachteile einer Anordnung mit einem Silizium-Strahlteiler. Durch den Parallelversatz der Antennen wird zwangsläufig ein Winkelfehler beim Auftreffen auf die Reflexionsebene verursacht. Dies kann in einer ersten Näherung für kleine Winkel vernachlässigt werden.

Abbildung 3.3 (b) zeigt die realisierte Reflexionssonde mit einer 3 Zoll Linse, die eine Brennweite von 100 mm hat. Die THz-Antennen sind jeweils in einem separaten Gehäuse mit einer 1 Zoll PE-HD Linse vorkollimiert und parallel angeordnet. Durch diese Anordnung können alle Versorgungsleitungen gebündelt durch eine flexible Anbindung zum THz-System geführt werden. Die Zuleitung der Reflexionssonde an das Messsystem ermöglicht eine freie Positionierung und einen variablen Einsatz der Messtechnik.

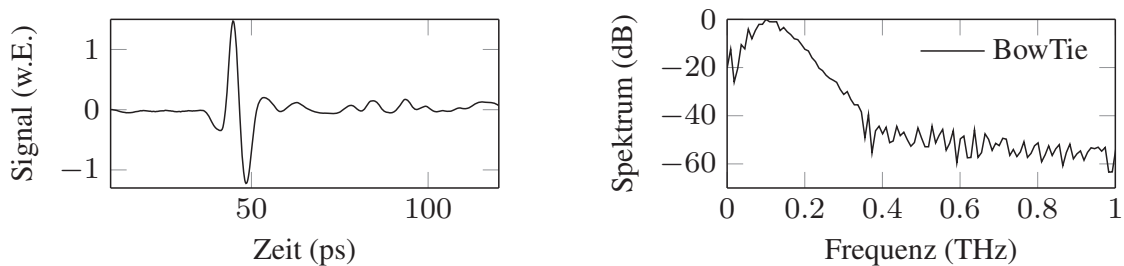
Durch die Verwendung von unterschiedlichen Antennen kann das System und die Messsonde für unterschiedliche Messaufgaben modifiziert werden. Als Standardantennen für die Verwendung in 1550 nm Systemen haben sich eine Kombination aus Stripline- und Dipolantennen (SL-DP) als Sende- und Empfangsantennen etabliert [53]. Damit ist das System prädestiniert zur Untersuchung von dünnen Schichten und den daran auftretenden Reflexionen.

Die Umsetzung der Reflexionssonde mit Stripline-Dipol Antennen ist in Abbildung 3.4 dargestellt. Gezeigt ist ein Messbereich über 120 ps ohne auftretenden Echopuls. Das Spektrum zeigt eine Bandbreite bis zu 1,5 THz bei einem SNR von 40 dB. Abhängig von der Messaufgabe bietet sich der Einsatz von Bow-Tie (BT) Antennen an. Diese weisen zwar ein nahezu linear abfallendes Spektrum und eine geringe Bandbreite auf, verfügen jedoch über eine höhere THz-Leistung und



(a) Zeitbereichssignal des Messkopfes mit Reflexion an einer Metallfläche. (b) Fouriertransformierte des Zeitbereichssignals.

Abbildung 3.4: Messsignal mit fasergekoppelten SL-DP THz-Antennen in Reflexionskonfiguration. Das Signal zeigt einen kurzen Puls im Zeitbereich und ein Spektrum mit einer Bandbreite von 1,5 THz bei 40 dB SNR.



(a) Zeitbereichssignal des Messkopfes mit Reflexion an einer Metallfläche. (b) Fouriertransformierte des Zeitbereichssignals.

Abbildung 3.5: Messsignal mit fasergekoppelten Bow-Tie THz-Antennen in Reflexionskonfiguration. Das Signal zeigt einen breiten Puls im Zeitbereich und ein Spektrum mit einer Bandbreite von lediglich 0,4 THz bei 40 dB SNR.

liefern ein besseres SNR. In Abbildung 3.5 ist ebenfalls der Messbereich von 120 ps dargestellt. Es ist deutlich zu erkennen, dass der Puls im Zeitbereich breiter ist, entsprechend zeigt das Spektrum eine geringere Bandbreite.

Die vorgestellte Anordnung ermöglicht einen kompakten und robusten Aufbau einer Reflexionssonde zum flexiblen Einsatz in einem transportablen THz-System. Das System wird für die in Kapitel 4 diskutierten Messaufgaben verwendet. Im folgenden Abschnitt wird das Konzept einer schnellen und kostengünstigen Verzögerungsstrecke diskutiert.



3.3 Rotatorkonzept - eine kostengünstige Alternative für schnelle Messungen

Klassische Verzögerungsstrecken, wie sie z.B. in den Grundlagen 2 oder in Abschnitt 3.1 besprochen, setzten in der Regel im optischen Pfad des Systems an, um die Verzögerung bzw. das Abtasten des Zeitbereichssignals zu realisieren. In diesem Kapitel wird ein neuartiger Ansatz einer Verzögerungsstrecke, die direkt im THz-Pfad arbeitet, diskutiert. Die zeitliche Verzögerung wird dabei durch einen rotierenden Kunststoffblock erzeugt. Dabei erzeugt der Block eine winkelabhängige Laufzeitänderung und sorgt so für das Abtasten der THz-Welle.

Ein vergleichbares Konzept wird im optischen Bereich als Autokorrelator verwendet und wurde dafür bereits im Jahre 1983 durch Boggy et al. patentiert [126]. Verschiedene Abwandlungen setzen auf diesem Konzept auf und kommen in modifizierter Form als schneller Autokorrelator für optisch kurze Pulse zur Anwendung [127, 128].

Bei der Verwendung der Verzögerungsstrecke im THz-System ist eine Kombination aus kontinuierlichen, präzisen und schnellen Messungen wünschenswert. Bisherige Ansätze erfüllen diese Ansprüche jedoch nicht oder nur bedingt [129, 130]. Motivation für dieses Konzept ist die Umsetzung einer kostengünstigen und kompakten Alternative, sowohl für den Einsatz in bestehenden THz-Systemen, als auch für den eigenständigen Betrieb eines fasergekoppelten Systems.

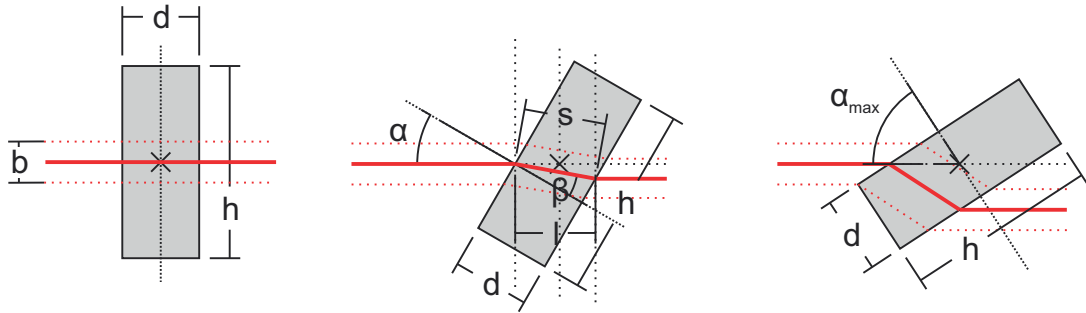
Um die Vorteile eines fasergekoppelten Systems nicht durch den Einsatz einer optischen Verzögerungsstrecke, welche ein Aus- und Einkoppeln in die optische Faser notwendig macht, aufzuheben, wird die Methode direkt im THz-Pfad implementiert. Mit der Verwendung von fs-Pulsen kann eine Anwendung im optischen Pfad, z.B. durch eine Glasplatte, bedingt durch die veränderliche Dispersion, nicht zielgerichtet umgesetzt werden. Eine spezielle Variante für den optischen Pfad in THz-QTDS Systemen wird in Abschnitt 6.3.1 als Ausblick diskutiert.

In den folgenden Abschnitten wird das Konzept des Rotators umfassend erörtert und sowohl theoretisch simuliert, als auch praktisch charakterisiert.

3.3.1 Theorie und Simulationen

Das Prinzip des Rotators basiert auf der kontinuierlichen Längenänderung des THz-Pfades und der damit verbundenen Laufzeitänderung des THz-Pulses im THz-Pfad. Trifft der THz-Puls auf einen Kunststoffblock, so durchläuft die THz-Welle den Block, der einen größeren Brechungsindex im Vergleich zu Luft aufweist, und benötigt eine längere Laufzeit proportional zur Dicke des Blocks [131, 132].

Betrachtet man den Fall entsprechend Abbildung 3.6 (a), so erfährt der THz-Puls für den senkrechten Einfall die kürzeste Laufzeit durch den Block. Trifft der



- (a) Senkrechter Einfall des Strahlengangs. (b) Einfall unter einem Winkel α mit Parallelversatz des Strahlengangs. (c) Bestimmung des Abschneidewinkels α_{\max} des Strahlengangs.

Abbildung 3.6: Schematische Darstellung des Funktionsprinzips der Verzögerung und des Strahlenverlaufs innerhalb des Blocks für (a) den senkrechten Einfall und (b) den Eintritt unter einem Winkel α sowie des Abschneidewinkels α_{\max} (c).

THz-Puls unter einem veränderten Winkel α , entsprechend Abbildung 3.6 (b) auf den Block, so wird der Strahlengang gebrochen und die Wegstrecke innerhalb des Blocks verlängert sich. Bei Verlassen des Blocks wird der Strahlengang wiederholt gebrochen und verläuft parallel versetzt zum einfallenden Strahl. Zusätzlich wird die Laufzeit in Luft durch den veränderten Eintritts- und Austrittspunkt verringert.

Für den THz-Strahlengang wird ein Durchmesser b angenommen. Überschreitet der Block einen Drehwinkel α_{\max} , so wird der Strahl durch die nächste einlaufende Fläche des Blocks abgeschnitten und eine gezielte Führung ist nicht mehr möglich. Abbildung 3.6 (c) zeigt den Grenzfall des Abschneidens.

Der Strahl wird an der Grenzschicht nach dem Snelliusschen Brechungsgesetz mit $n_1 \cdot \sin(\alpha) = n_2 \cdot \sin(\beta)$ gebrochen. Der Winkel β ergibt sich somit zu:

$$\beta = \sin^{-1} \left(\frac{\sin(\alpha)}{n} \right). \quad (3.1)$$

Dabei wird als umgebendes Medium Luft mit einem Brechungsindex von ≈ 1 angenommen. Die Strecke s im Material mit dem Brechungsindex n kann über

$$s = \frac{d}{\cos(\beta)}, \quad (3.2)$$

ermittelt werden. Der Austrittswinkel entspricht dem Eintrittswinkel, der Strahl erfährt einen Parallelversatz. Um die unterschiedliche Laufzeit in Luft zu bestimmen, wird die Hilfsstrecke l berechnet

$$l = s \cdot \cos(\alpha - \beta). \quad (3.3)$$

Die Laufzeitänderung $\Delta t(d, n, \alpha)$ kann damit zunächst auf die Abmessungen d , den Brechungsindex n und die Lichtgeschwindigkeit c_0 zurückgeführt werden:

$$\Delta t(d, n, \alpha) = \left(\frac{d - s}{c_0/n} - \frac{d - l}{c_0} \right). \quad (3.4)$$

Der Gültigkeitsbereich für die Laufzeitänderungen Δt wird durch den Strahldurchmesser b des THz-Strahls eingeschränkt (siehe Abbildung 3.6 (c)). Sobald dieser nicht mehr vollständig auf der planen Seite des Blocks liegt und die anschließende Fläche des Blocks bestrahlt, kann unter Berücksichtigung der Blockdiagonale k mit

$$k = \sqrt{(h/2)^2 + (d/2)^2}, \quad (3.5)$$

die Winkelbegrenzung α_{\max} zu

$$\alpha_{\max} = \arcsin\left(\frac{b/2}{k}\right) + \arccos\left(\frac{h/2}{k}\right) - \frac{\pi}{2} \quad (3.6)$$

berechnet werden. Der Arbeitsbereich des Verzögerungsmechanismus $\Delta t(d, n, \alpha)$ ist durch den Winkel $\alpha_{\max} = -\alpha_{\min}$ begrenzt.

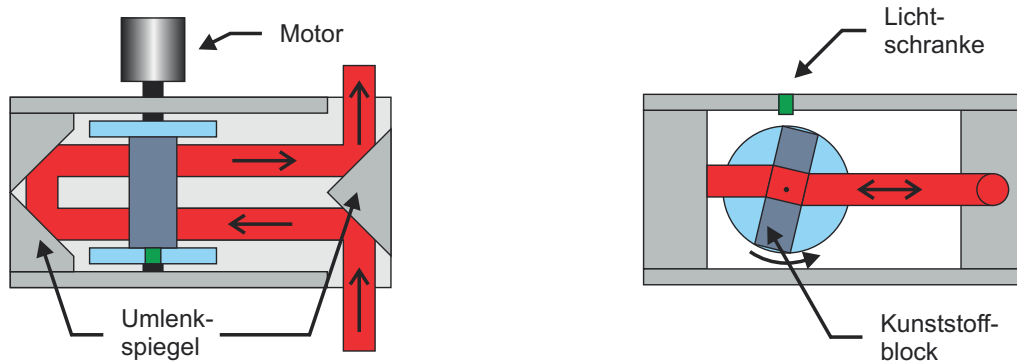
Der durch die Brechung auftretende Parallelversatz des Strahls wirkt sich negativ auf eine Anwendung im THz-Pfad aus. Im folgenden Abschnitt wird daher eine für den THz-Pfad optimierte Variante vorgestellt und untersucht. Dabei wird der störende Parallelversatz durch einen zweifachen Durchlauf in Kombination mit einem zusätzlichen Parallelversatz kompensiert. Damit können einfallender und rücklaufender Strahl eindeutig voneinander getrennt werden. Zusätzlich bringt der zweifache Durchlauf durch den Block die doppelte Zeitverzögerung sowie die Positionstreue mit sich.

3.3.2 Optimierte Ausführung für den Einsatz im THz-TDS System

Die optimierte Variante ist in Abbildung 3.7 (a, b) dargestellt und zeigt die Draufsicht (a) sowie die Seitenansicht (b). Der einfallende Strahl wird über ein Metallprisma auf den Block gelenkt und nach dem Durchlaufen an der Rückseite durch einen Spiegel parallel versetzt. Nach dem zweiten Durchlauf verlässt der Strahl die Einheit auf gleicher Höhe und kann weiter im THz-System genutzt werden. Auf Grund der Konstruktion kann die Einheit in Systemen mit kollimierten THz-Pfad flexibel genutzt werden. Voraussetzung für die Nutzung ist die Kompen-



sation der zusätzlich eingebrachten THz-Strecke der Einheit, z.B. durch Anpassung der Antennenposition oder durch das Verfahren einer vorhandenen zusätzlichen Verzögerungsstrecke.



(a) Für den THz-Bereich optimiertes Prinzip: Einfallender THz-Strahl wird auf gleicher Höhe und Lage ein- und ausgeführt.

(b) Die seitliche Ansicht zeigt die Kompensation des Höhenversatzes nach doppeltem Durchlauf des Blocks.

Abbildung 3.7: Optimierte Anordnung für die Verwendung im kollimierten THz-Pfad. Die Ein- und Austrittsposition des THz-Pfades wird auch über die Winkeländerung des Blocks stabil gehalten.

Für diese Variante gelten die im vorangegangenen Abschnitt beschriebenen Bedingungen und theoretischen Betrachtungen. Die Begrenzung des Winkelbereichs auf α_{\max} , bedingt durch das Abschneiden des THz-Strahls, gilt weiterhin, jedoch wird für die weiteren Untersuchungen zur besseren Darstellung vereinfacht der Winkelbereich von $\alpha = -90^\circ$ bis $\alpha = 90^\circ$ ohne Einbeziehung des Abschneidewinkels α_{\max} (Formel 3.6) betrachtet. Ausgehend von der Nullstellung nach Abbildung 3.6 (a) wird in beide Drehrichtungen eine Laufzeitverzögerung erzielt. Abbildung 3.8 zeigt die simulierte Zeitverzögerung in Abhängigkeit der Blockparameter Dicke (a) und Brechungsindex (b) für die in Abbildung 3.7 gezeigte Anordnung mit doppeltem Durchlauf für ausgewählte Werte.

Abbildung 3.8 (a) verdeutlicht die wesentliche Abhängigkeit der Zeitverzögerung Δt von der Blockdicke d . Der Einfluss des Brechungsindex n auf die Verzögerung fällt hingegen deutlich geringer aus und ist in Abbildung 3.8 (b) für ausgewählte Brechungsindices aufgetragen. Neben dem nichtlinearen Verzögerungsverhalten des Rotators muss das winkelabhängige Transmissionsverhalten für den Aufbau untersucht werden. Unterschieden wird zwischen s- und p-Polarisation der

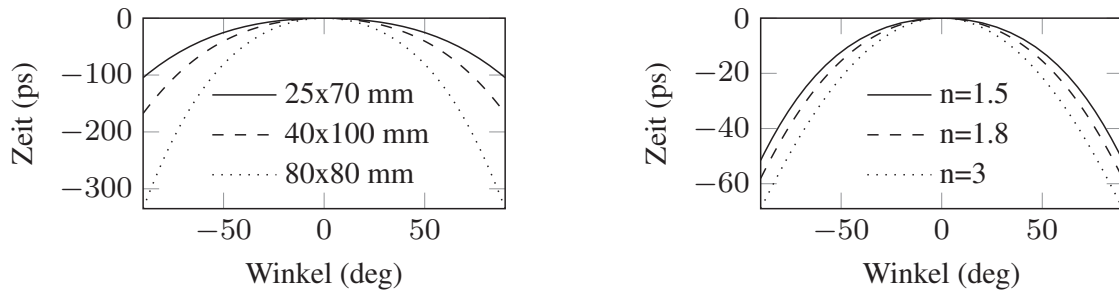
(a) Simulation der Zeitverschiebung für unterschiedliche Blockdicken d .(b) Simulation der Zeitverschiebung für ausgewählte Brechungsindizes n .

Abbildung 3.8: Einflüsse der Blockparameter auf die Zeitverschiebung über den Winkelbereich für den zweifachen Durchlauf des Blocks.

THz-Welle in Bezug auf das Verzögerungselement. Für den Fall der s-Polarisation ergibt sich die Transmission der gezeigten Konfiguration zu

$$T_{s, \text{gesamt}} = \left(1 - \left| \frac{n_1 \cdot \cos(\alpha) - n_2 \cdot \cos(\beta)}{n_1 \cdot \cos(\alpha) + n_2 \cdot \cos(\beta)} \right|^2 \right)^4 \quad (3.7)$$

und für die p-Polarisation kann die Transmission mit

$$T_{p, \text{gesamt}} = \left(1 - \left| \frac{n_1 \cdot \cos(\beta) - n_2 \cdot \cos(\alpha)}{n_1 \cdot \cos(\beta) + n_2 \cdot \cos(\alpha)} \right|^2 \right)^4 \quad (3.8)$$

ausgedrückt werden. Dabei umfassen die Terme jeweils den doppelten Durchlauf durch den Block. Die Reflexionen an den Metallspiegeln zur Strahlumsetzung werden dabei als ideal und verlustfrei angenommen. Die Funktionen sind in Abbildung 3.9 über den Winkelbereich für PE-HD ($n = 1,534$) als Blockmaterial aufgetragen.

Für die folgende praktische Realisierung des Konzepts wurden zunächst unterschiedliche Abmessungen für verschiedene Strahldurchmesser simuliert. Ausgehend vom Blockmaterial HD-PE mit einem Brechungsindex von $n_{\text{PE-HD}} = 1,534$ und einer Absorption von $\alpha_{\text{PE-HD}} = 0,2 \text{ cm}^{-1}$ wurden Höhe h , Dicke d sowie der THz-Strahldurchmesser b variiert. Das Basismaterial PE-HD wird häufig als Linsenmaterial in THz-Systemen eingesetzt und bietet sich aufgrund der guten dielektrischen Eigenschaften mit geringer Absorption und einem konstanten Brechungsindex über einen breiten Frequenzbereich an, siehe Abbildung 2.3 [91, 133, 134]. Für die Strahldurchmesser $b=10 \text{ mm}$ (a) und $b=20 \text{ mm}$ (b) sind die realisierbaren Zeitverzögerungen bei variabler Höhe und Dicke unter Berücksichtigung von α_{max} in Abbildung 3.10 (a, b) aufgetragen.

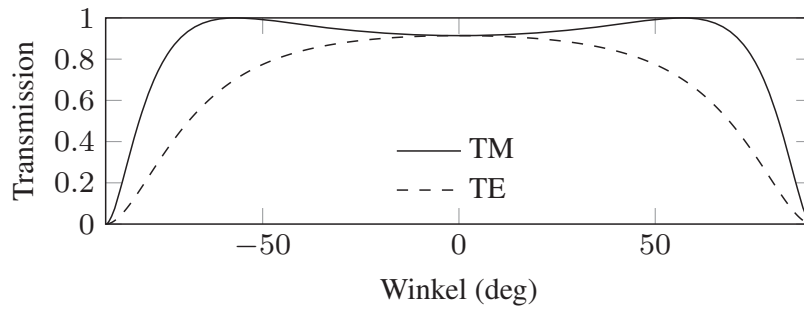
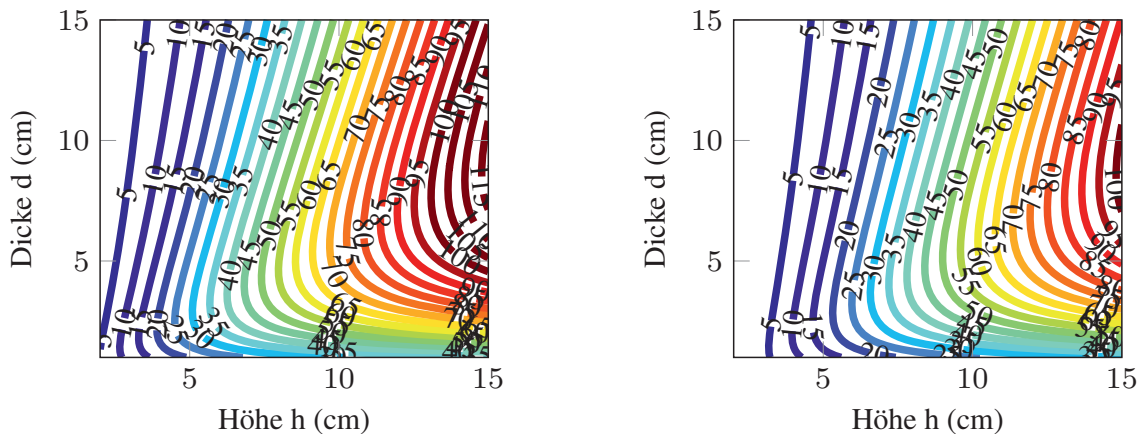


Abbildung 3.9: Transmissionskoeffizient in Abhängigkeit vom Einfallswinkel für TM- und TE-Polarisation für den optimierten Aufbau mit zweifachem Blockdurchlauf.



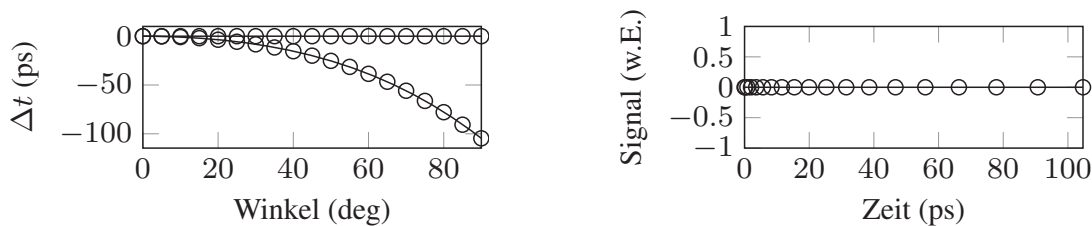
(a) Resultierende maximale Zeitverzögerung Δt in ps bei Variation der Abmessungen für einen angenommenen Strahldurchmesser von 10 mm.

(b) Resultierende maximale Zeitverzögerung Δt in ps bei Variation der Abmessungen für einen angenommenen Strahldurchmesser von 20 mm.

Abbildung 3.10: Simulation: maximale Zeitverzögerung Δt bei Variation der Blockparameter $h=2$ bis 15 cm und $d=2$ bis 15 cm für die THz-Strahldurchmesser (a) $b=10$ mm und (b) $b=20$ mm mit PE-HD und einem Brechungsindex von $n=1,534$.

Die Untersuchung verdeutlicht, dass mit kleinerem THz-Strahldurchmesser beirote gleichen Blockabmessungen eine größere Zeitverzögerung erzielt werden kann. Im Rahmen der Simulation ist mit einem Strahldurchmesser von 20 mm eine maximale Verzögerung von 100 ps und für einen Durchmesser von 10 mm von 115 ps möglich. Die Simulationen zeigen weiterhin, dass eine gewünschte zeitliche Verzögerung mit unterschiedlichen geometrischen Auslegungen erzielt werden kann. Im weiteren Verlauf der Diskussion wird die Auslegung als Block mit gleichen Kantenlängen betrachtet.

Aus Abbildung 3.8 ist ersichtlich, dass die Zeitachse ein nichtlineares Verhalten über dem Winkelbereich aufweist, dies muss für die spätere Anwendung und Messungen berücksichtigt werden. In Abbildung 3.11 (a) ist die Zeitverzögerung über den Winkelbereich aufgetragen, die linearen Datenpunkte sind durch Kreise veranschaulicht. Bei der Umsetzung der nichtlinearen Zeitverzögerung auf die lineare Zeitachse wird deutlich, dass mit zunehmender Verzögerung weniger Datenpunkte anfallen. Für Zeitpunkte nahe der Nullposition fallen jedoch verhältnismäßig viele Datenpunkte an. Eine umfangreiche Untersuchung erfolgt in Abschnitt 3.3.4 bei der die praktische Rekonstruktion der linearen Zeitachse betrachtet wird.



(a) Transformation der Datenpunkte von der Winkelachse auf die Zeitachse.

(b) Umsetzung der Datenpunkte auf die lineare Zeitachse.

Abbildung 3.11: Transformation der Datenpunkte von der Winkelachse auf eine lineare Zeitachse. Deutlich zu erkennen ist die ungleichmäßige Verteilung der Datenpunkte auf der linearen Achse.

Für die weitere Umsetzung des Konzepts und zur Charakterisierung anhand eines bestehenden THz-TDS Systems (System 2: 2.4.2), wurden drei unterschiedliche Auslegungen des Blocks aus PE-HD gefertigt. Der anschließende Abschnitt behandelt zunächst die Charakterisierung der Einheit in einem vorhandenen THz-Messsystem mit linearer optischer Verzögerungseinheit.

3.3.3 Charakterisierung und Vergleichsmessung mit linearer Verfahrenheit

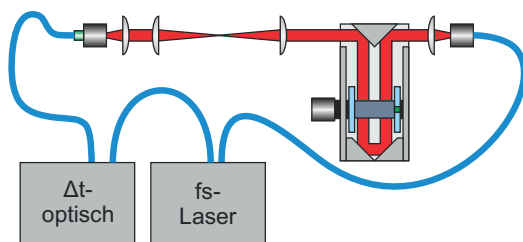
Um die theoretisch ermittelten Parameter zu verifizieren, erfolgt zunächst die praktische Umsetzung und Charakterisierung mit einem THz-System. Hierzu wurde das vorgestellte Konzept mit drei unterschiedlichen Blockabmessungen realisiert. Als Ausgangsmaterial für die Umsetzung wurde entsprechend den Simulationen PE-HD mit einem Brechungsindex von $n=1,534$ gewählt. Neben zwei rechteckigen Blöcken mit den Abmessungen 30 x 100 mm und 40 x 100 mm wurde auch ein Block mit den Abmessungen 80 x 80 mm für die weiteren Untersuchungen hergestellt.



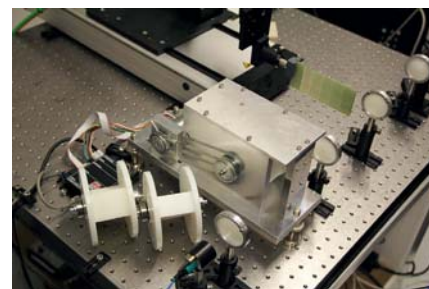
Typ	Abmessungen	Pulse/Umlauf	Zeitbereich
A	30 x 100 mm	4	50 ps
B	40 x 100 mm	4	60 ps
C	80 x 80 mm	8	40 ps

Tabelle 3.1: Übersicht der verwendeten Blöcke mit simulierten Parametern und Erwartungswerten bei einem angenommenen THz-Strahldurchmesser von $\varnothing=18$ mm.

Entsprechend der Auslegung der Blöcke nach Tabelle 3.1 sind sowohl für Typ A und B pro Umdrehung jeweils vier THz-Pulse unter Verwendung der langen Seite zu erwarten. Die durch die kurze Seite erzeugte Verzögerung liegt zeitlich in einem anderen Bereich und wird an dieser Stelle nicht berücksichtigt. Für den Winkelbereich von $\alpha = -90^\circ$ bis $\alpha = 90^\circ$, entsprechend der langen Seite, wird ein um $\alpha = 0$ gespiegeltes Pulspaar erzeugt. Ab dem Winkel α_{\max} läuft der THz-Strahl anteilig auch durch die kurze Seite und wird an der Eintrittsebene anders gebrochen. Für die Typen A und B zählt dieser Bereich $\alpha > \alpha_{\max}$ als Totbereich. Pro Umlauf können bei dieser Auslegung zwei zueinander gespiegelte Pulspaare aufgenommen werden. Bei Typ C können alle Flächen genutzt werden und unter Berücksichtigung der Totbereiche an den Kanten können jeweils vier Pulspaare pro Umdrehung gemessen werden.



(a) Schematische Darstellung des Messsystems mit zusätzlicher optischer Verzögerungsstrecke.



(b) Bild des Rotators mit verschiedenen Blöcken und schneller Verfahrenseinheit zur Bildgebung.

Abbildung 3.12: Integration des Rotators in ein partiell fasergekoppeltes THz-System. Die optische Verzögerungseinheit Δt dient zur Charakterisierung der Einheit und zur Anpassung des Zeitfensters für die Messung mit dem Rotator.

Die Umsetzung der Verzögerungsstrecke für die Integration in ein bestehendes System wurde konstruktiv mit wechselbaren Verzögerungselementen gelöst. Die



in Tabelle 3.1 aufgeführten Blöcke wurden als separate Module gefertigt und in eine Aufnahme eingespannt. Um auch hohe Drehgeschwindigkeiten realisieren zu können, kam ein 70 W DC-Motor der Firma Maxon mit zusätzlicher Steuer- und Regeleinheit zum Einsatz. Die Kraftübertragung vom Motor auf die Drehachse der Blöcke erfolgte mit einem Zahnriemensystem. Der eingesetzte Motor unterstützt nominell eine Drehzahl von 6500 U/min und kann mit Hilfe des integrierten Encoders zu festlegbaren Zeitpunkten einen Umlauftrigger bereitstellen. Die angefertigte Aufnahmeeinheit verfügte bereits über die Umlenkspiegel an Vorder- und Hinterseite. Die Anordnung ist in Abbildung 3.12 (a) schematisch und in Abbildung 3.12 (b) als Bild dargestellt.

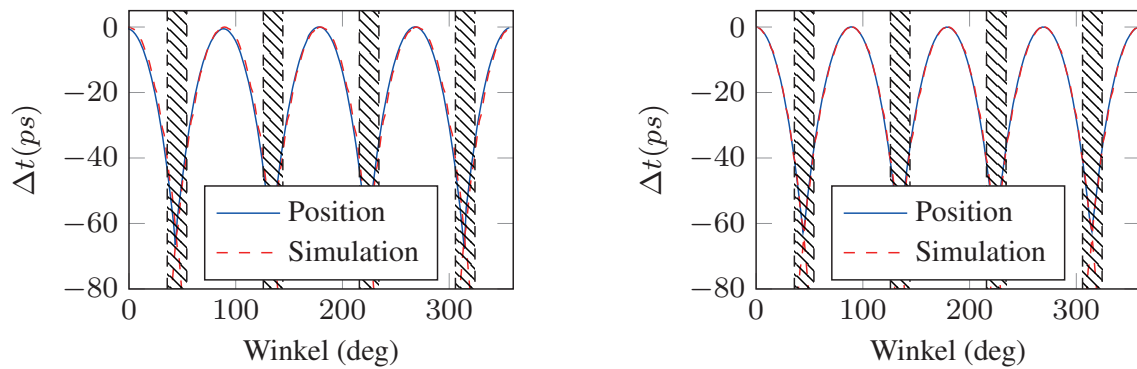
Zunächst wurde die Einheit mit den verschiedenen Blöcken (A, B, C) im THz-System einjustiert und durch eine lineare Verzögerungseinheit über den Winkelbereich von 360° unter Zuhilfenahme eines Lock-In Verstärkers für variierende Winkelstellungen schrittweise vermessen. Die Messungen wurden jeweils für s- und p-Polarisation durchgeführt und in einem Messfenster von 200 ps aufgenommen. Der Wechsel der Polarisationen wurde durch Drehung der fasergekoppelten Antennen um 90° und einen zusätzlichen Polarisator im THz-Strahlengang realisiert. Das THz-System ist in Abschnitt 2.4.2 beschrieben.

Die Abbildung 3.13 zeigt die winkelabhängige Pulsverzögerung in Δt für den simulierten und gemessenen Fall für s-Polarisation in Abbildung 3.13 (a) und p-Polarisation in Abbildung 3.13 (b) für Block C. Die Pulsverzögerung wurde jeweils anhand der Pulsminima der Zeitbereichsmessungen bestimmt. Die Messungen zeigen eine sehr gute Übereinstimmung mit den theoretischen Erwartungen und bestätigen die aufgestellte Formel 3.4 für die Zeitverzögerung. Die Bereiche, die nach Formel 3.6 den Messbereich beschneiden, sind schraffiert dargestellt.

Anhand der Fourier-Transformation der einzelnen Zeitbereichsdaten werden die spektralen Eigenschaften in Abbildung 3.14 für s- und p-Polarisation für Block C untersucht und als Falschfarbenbild dargestellt. Die schwankende Amplitude der Signale über den Winkelbereich resultiert zum einen aus dem winkelabhängigen Transmissionsfaktor T (siehe Abbildung 3.9) und zum anderen ist das Abschneiden des THz-Strahls durch den Maximalwinkel α_{\max} mit den gestrichelten schwarzen Linien markiert.

Ein vergleichbares Bild zeichnet sich auch bei der Untersuchung von Block B ab. In Abbildung 3.15 sind jeweils die gemessene und simulierte Zeitverzögerung über den Winkelbereich aufgetragen. (a) zeigt das Verhalten für die s-Polarisation und (b) der p-Polarisation. Die Totbereiche sind schwarz schraffiert markiert. Die durch die Stirnseiten bedienten Winkelbereiche liegen außerhalb des eingestellten Messfensters und sind daher nicht verzeichnet.

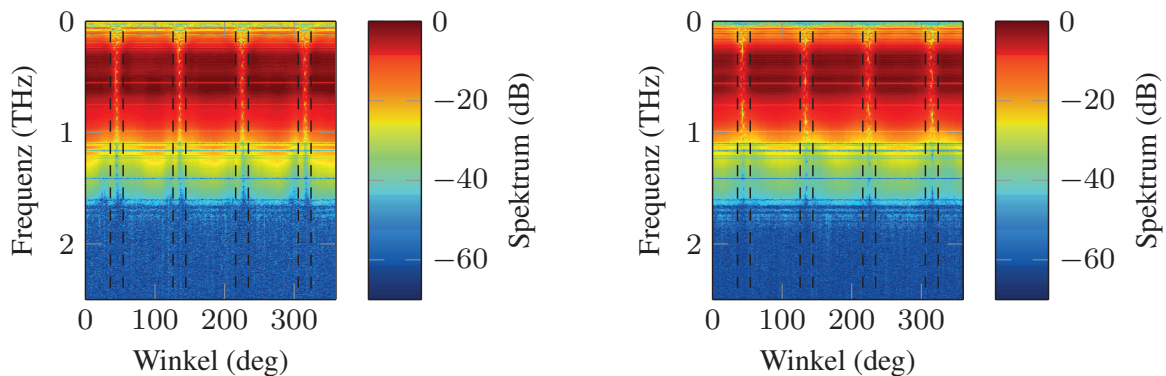
Dies zeigt sich auch in der frequenzabhängigen Untersuchung für die beiden Polarisationen, siehe Abbildung 3.16 (a,b). Sowohl die winkelbedingten Totbereiche



(a) Vergleich der gemessenen und simulierten Zeitverzögerung (Abschneidewinkel schwarz schraffiert) für s-Polarisation.

(b) Vergleich der gemessenen und simulierten Zeitverzögerung (Abschneidewinkel schwarz schraffiert) für p-Polarisation.

Abbildung 3.13: Charakterisierung des Rotators (Block C) mit Hilfe einer zusätzlichen optischen Verzögerungsstrecke über einen Winkelbereich von 0 bis 360°.

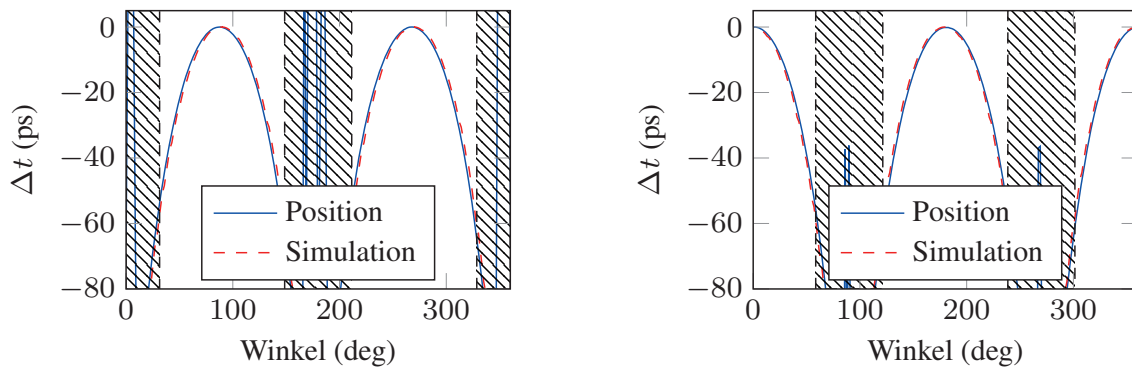


(a) Fourier-Transformation der Messdaten (Abschneidewinkel schwarz gestrichelt) für s-Polarisation.

(b) Fourier-Transformation der Messdaten (Abschneidewinkel schwarz gestrichelt) für p-Polarisation.

Abbildung 3.14: Charakterisierung des Rotators (Block C) mit Hilfe einer zusätzlichen optischen Verzögerungsstrecke über einen Winkelbereich von 0 bis 360°.

als auch die Abhängigkeit vom winkelabhängigen Transmissionsfaktor sind in der spektralen Intensität bzw. der erzielbaren Bandbreite ersichtlich. Ebenfalls gut zu erkennen sind die auftretenden Wasserabsorptionslinien im Spektrum, welche im

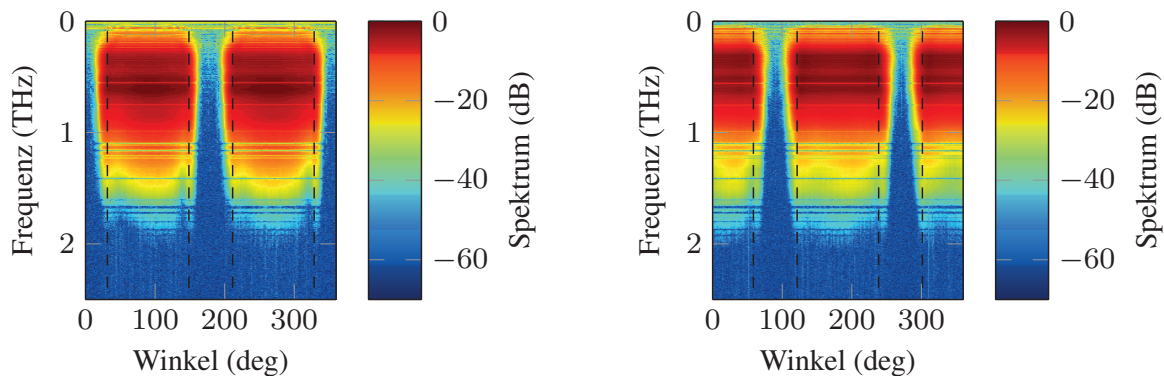


(a) Vergleich der gemessenen und simulierten Zeitverzögerung (Abschneidewinkel schwarz schraffiert) für s-Polarisation.

(b) Vergleich der gemessenen und simulierten Zeitverzögerung (Abschneidewinkel schwarz schraffiert) für p-Polarisation.

Abbildung 3.15: Charakterisierung des Rotators (Block B) mit Hilfe einer zusätzlichen optischen Verzögerungsstrecke über einen Winkelbereich von 0 bis 360°.

weiteren Verlauf der Arbeit eine wichtige Rolle spielen werden und ein wesentliches Merkmal zur Beurteilung der Linearität der Zeitachse darstellen.



(a) Fourier-Transformation der Messdaten (Abschneidewinkel schwarz gestrichelt) für s-Polarisation.

(b) Fourier-Transformation der Messdaten (Abschneidewinkel schwarz gestrichelt) für p-Polarisation.

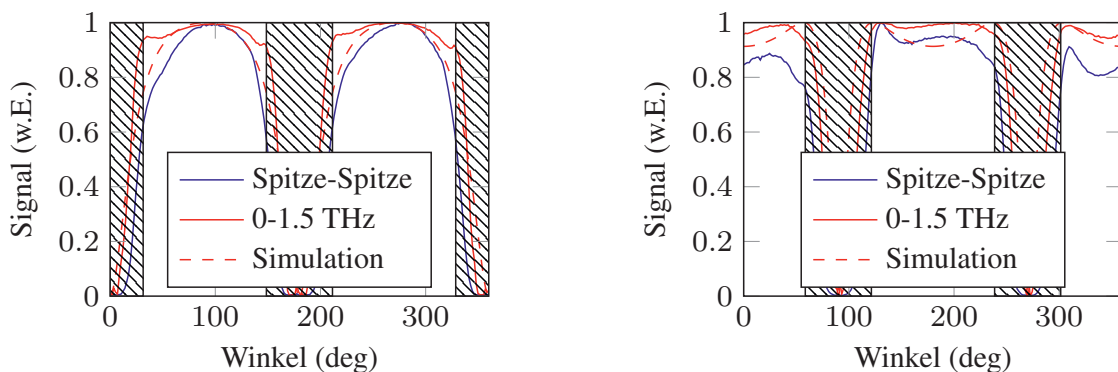
Abbildung 3.16: Charakterisierung des Rotators (Block B) mit Hilfe einer zusätzlichen optischen Verzögerungsstrecke über einen Winkelbereich von 0 bis 360°.

Um die Winkelabhängigkeit der Intensität weiter zu verifizieren ist in Abbildung 3.17 (a) der theoretische Transmissionsfaktor aus Gleichung 3.7 mit den Mess-



werten für den Fall der s-Polarisation verglichen. Aufgetragen sind die aus dem Zeitbereich extrahierten Spitze-Spitze Werte und die über den Frequenzbereich von 0-1,5 THz aufsummierte Intensität. Die Daten weisen insgesamt eine gute Übereinstimmung auf, auftretende Abweichungen lassen sich durch eine nicht exakte Justage und Strahlführung sowie kleine Abweichungen bei den Blockabmessungen erklären. Ein vergleichbares Bild zeichnet sich bei der Betrachtung der p-Polarisation in Abbildung 3.17 (b) ab. Die gemessenen Abweichungen zwischen Simulation und Messung haben ihre Ursache aller Voraussicht nach in der nicht exakten Justage und Fertigungsabweichungen des Verzögerungselements. Die Oberfläche der vermessenen Blöcke kann im Bezug auf die vorliegenden Wellenlängen als hinreichend glatt angesehen werden, damit scheidet die Oberflächenstruktur als Fehlerquelle aus. Etwaige Fertigungsabweichungen und Materialschwankungen und -inhomogenitäten können an dieser Stelle jedoch nicht ausgeschlossen werden.

Für die Verwendung in einem THz-System kann eine Referenzmessung durchgeführt werden und die abweichende Transmission zur Korrektur der Zeitbereichsdaten herangezogen werden.



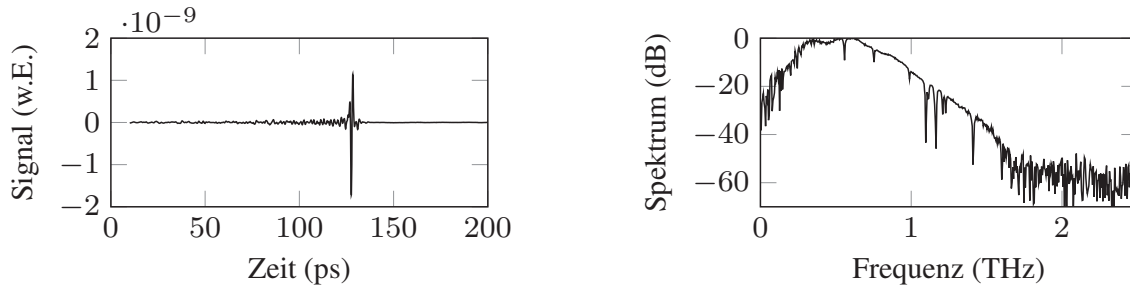
(a) Vergleich der simulierten Transmission mit den Messdaten für s-Polarisation.

(b) Vergleich der simulierten Transmission mit den Messdaten für p-Polarisation.

Abbildung 3.17: Charakterisierung des Rotators (Block B) mit Hilfe einer zusätzlichen optischen Verzögerungsstrecke über einen Winkelbereich von 0 bis 360°.

Für den Winkel $\alpha = 0^\circ$ ist in Abbildung 3.18 (a) das Zeitbereichssignal und das zugehörige Spektrum in 3.18 (b) dargestellt. Das System kann mit einem zweifachen Durchlauf durch den 80 mm Block (Typ C) eine Bandbreite von 1,7 THz bei einem SNR von 55 dB erzielen.

Um den Rotator in einem THz-System als Verzögerungsstrecke nutzen zu können, muss sichergestellt sein, dass die lineare Zeitachse rekonstruiert werden kann. Wie bereits in Abschnitt 3.11 dargestellt, muss das nichtlineare Verhalten bereits



(a) Zeitbereichssignal von Block (C) für $\alpha = 0^\circ$ mit optischer Verzögerungseinheit.

(b) Zugehörige Fourier-Transformation mit SNR von 55 dB.

Abbildung 3.18: Charakterisierung des Rotators mit einer optischen Verzögerungsstrecke.

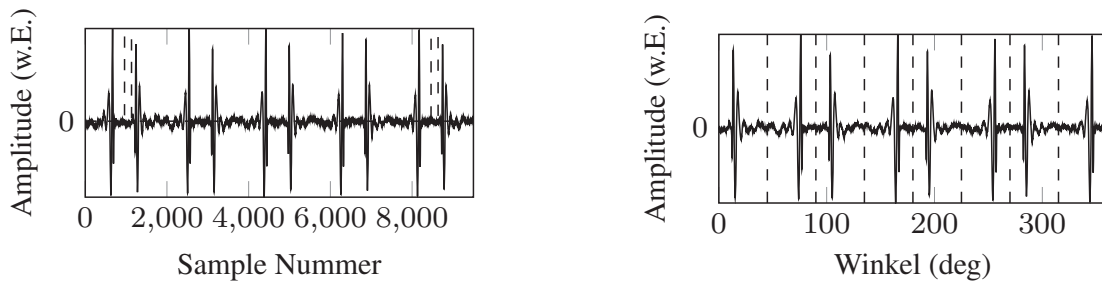
bei der Datenaufnahme berücksichtigt und für die spätere Verwendung umgerechnet werden. Eine linearisierte Aufnahme mit Hilfe eines Winkelencoders scheidet aus diesem Grund aus. Im Folgenden wird der Ansatz der Selbstreferenzierung entwickelt und untersucht.

3.3.4 Selbstreferenzierung und Messungen in einem THz-TDS System

Ein wesentliches Merkmal eines THz-Systems ist die Qualität der Verzögerungsstrecke und die Linearität der Zeitachse. Eine Überprüfung kann z.B. anhand der Lage der Wasserabsorptionslinien im THz-Spektrum erfolgen. Die Linien werden durch die in der Luft befindlichen Wassermoleküle hervorgerufen und weisen aufgrund ihrer Rotationsfreiheitsgrade scharfe Linien im Spektrum auf [42, 135]. Ziel der folgenden Ausführungen ist die zuverlässige Rekonstruktion der Zeitachse des Rotators im kontinuierlichen und schnellen Messbetrieb.

Eine Rekonstruktion unter Zuhilfenahme eines Motorschrittteilers scheidet aufgrund der geringen Auflösung aus. Typische Encoder weisen mit 1024 Schritten pro Umlauf eine zu geringe Winkelauflösung auf, um die nichtlineare Zeitachse mit ausreichender Auflösung aufnehmen zu können.

Im Folgenden soll der Ansatz einer Selbstreferenzierung anhand des THz-Signals umgesetzt werden. Die simulierte Zeitverzögerung über den Winkelbereich zeigt ein um den Winkel $\alpha = 0^\circ$ gespiegeltes Verhalten der Messsignale. Dieses Verhalten soll unter der Annahme genutzt werden, dass die zwei aufeinander folgenden Pulse die gleichen Messdaten liefern und sich nicht unterscheiden. Weiterhin wird vorausgesetzt, dass der Block eine gleichmäßige Rotationsgeschwindigkeit aufweist und mit Bezug zur Wellenlänge ausreichend glatt und gleichmäßig ist.



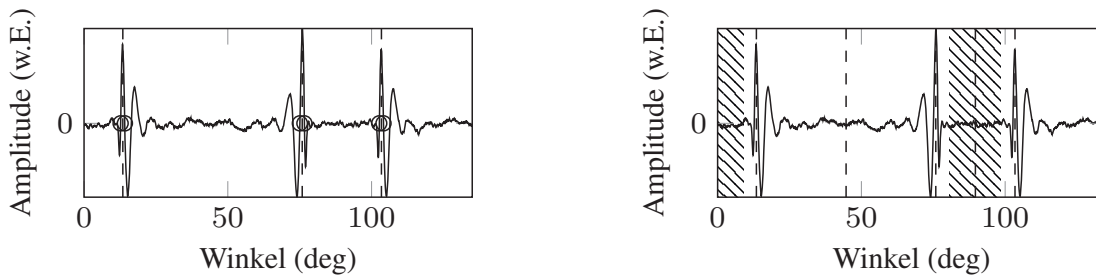
(a) Messsignal und Umlauftrigger über der Sample Nummer, aufgenommen mit Block C.

(b) Umstellung auf Winkelachse: Signale über einen einzelnen Umlauf und Aufteilung in Sektionen anhand der Geometrie.

Abbildung 3.19: Signalaufbereitung und Konditionierung der Messdaten basierend auf den geometrischen Abmessungen des Blocks. Der Prozessablauf ist anhand einer Messung mit Bow-Tie Antennen bei einer Motorgeschwindigkeit von 2400 U/min dargestellt.

Das Prinzip der Selbstreferenzierung und Rekonstruktion der linearen Zeitachse ist in Abbildung 3.19 anhand einer konkreten Messung mit dem Block Typ C und einer Drehgeschwindigkeit von 2400 U/min demonstriert. Die Datenaufnahme erfolgt mit einer NI PCIe-6361 DAQ-Karte mit einer Datenrate von 2 MS/s und einer Auflösung von 16 bit. Der verwendete DC-Motor verfügt über einen Positionencodier und wird von einer Steuereinheit angetrieben. Die Steuereinheit ist so konfiguriert, dass pro Umlauf ein Triggersignal an die DAQ Karte gesendet wird, welches parallel zu dem analogen THz-Signal aufgenommen wird. Abbildung 3.19 (a) zeigt beide Signale als Datenstrom der DAQ Karte. Innerhalb eines Umlaufs finden sich 8 THz-Pulse, die jeweils paarweise gespiegelt zueinander liegen. Anhand des Triggersignals kann der Umlauf eindeutig identifiziert und somit der Winkelbereich von $\alpha = 0^\circ$ bis $\alpha = 360^\circ$ festgelegt werden. Unter der Annahme einer gleichmäßigen und gleichbleibenden Drehfrequenz des Motors kann das Signal in Sektoren mit einer gleichen Anzahl an Datenpunkten eingeteilt werden, siehe Abbildung 3.19 (b).

Im nächsten Schritt werden markante Punkte der Pulse identifiziert, vorzugsweise der erste Nulldurchgang des Pulses, siehe Abbildung 3.20 (a). Bereits an dieser Stelle wird die alternierende Signalcharakteristik in Form der Spiegelung berücksichtigt. Anhand der geometrischen Abmessungen des Blocks kann nun die Spiegelachse zwischen zwei verknüpften Pulsen bestimmt und die simulierte Zeitachse an die Spiegelachse angeheftet werden. Die geometrischen Abmessungen des Blocks und der Durchmesser des THz-Strahls geben weiterhin den Abschneidewinkel α_{\max} vor; somit kann der Messbereich exakt festgelegt werden. Abbil-

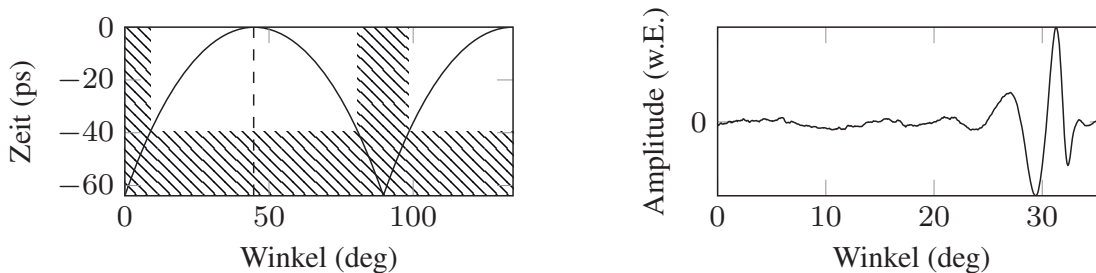


(a) Identifikation der Nulldurchgänge der einzelnen Pulse; deutlich zu sehen ist die Spiegelsymmetrie der Signale.

(b) Verwerfung der Totbereiche und Identifikation der Spiegelpunkte anhand der Pulspositionen.

Abbildung 3.20: Vollautomatische Selbstreferenzierung der Signale unter Ausnutzung der Signalsymmetrie.

Abbildung 3.20 (b) zeigt das Zeitsignal und Abbildung 3.21 (a) die generierte Zeitachse im gültigen Messbereich.



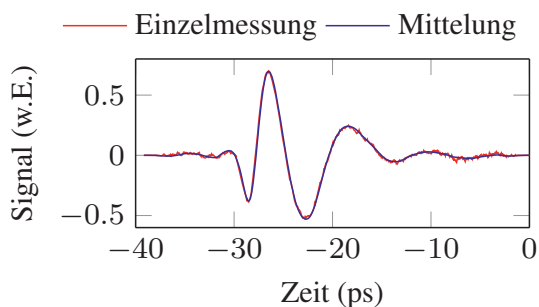
(a) Verzögerung über Winkelbereich mit Totbereichen.

(b) Zeitsignal über Winkelbereich.

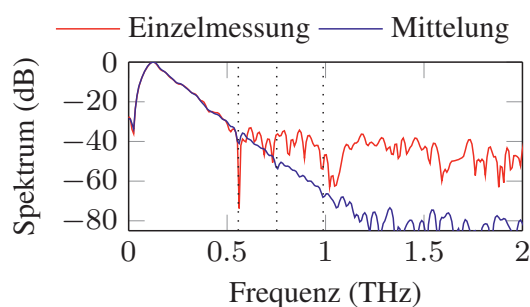
Abbildung 3.21: Umsetzung der Winkelachse auf die lineare Zeitachse.

Das konfektionierte Zeitsignal ist in Abbildung 3.21 (b) über den Winkelbereich und in 3.22 (a) über der linearen Zeitachse dargestellt. Dieses Verfahren wird kontinuierlich und automatisiert für jeden Puls durchgeführt und liefert die konfektionierten THz-Pulse mit linearer Zeitachse. Die Pulse werden im Folgenden ihrer Zeitachse entsprechend ausgerichtet und auf eine feste Datenpunktzahl interpoliert.

Die konfektionierten, linearisierten Pulse entsprechen nun einer einheitlichen Form und können direkt weiterverarbeitet werden. Der Block Typ C liefert in Kombination mit Bow-Tie Antennen ein Zeitfenster von 40 ps bei einer Pulsrate von bis zu 640 Hz und einem SNR von 40 dB pro Einzelmessung. In Abbildung 3.22 (a) sind sowohl eine Einzelmessung, als auch die zeitliche Mittelung von 10.000 Einzelmessungen dargestellt.



(a) Zeitbereichsdaten mit BT Antennen: Einzelmessung und Mittelung.



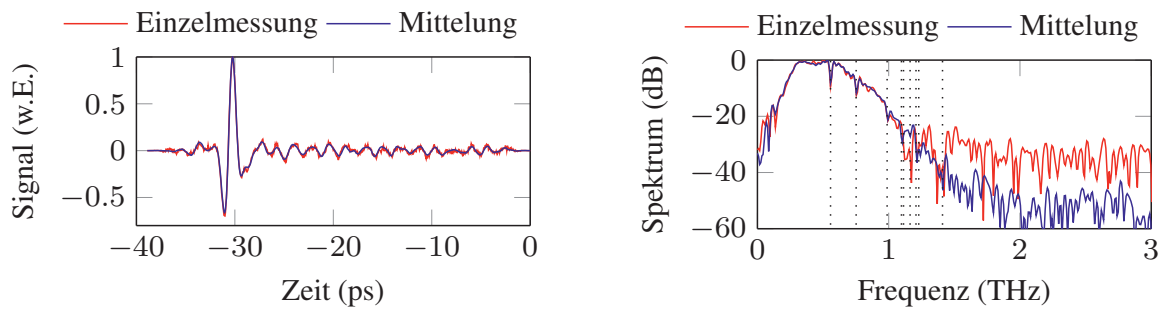
(b) Fourier-Transformation der Zeitbereichsdaten: Einzelmessung und Mittelung.

Abbildung 3.22: Rekonstruierte Messdaten mit BT Antennen bei einer Messgeschwindigkeit von 640 Pulsen/s (Block 80x80 mm) über 40 ps. Bei 10.000 Mittelungen kann ein SNR von 80 dB bei einer Bandbreite von 1,2 THz erreicht werden.

Mit Hilfe einer zeitlichen Mittelung kann der SNR der Messdaten im Frequenzbereich deutlich erhöht und damit die Bandbreite verbessert werden. Die Frequenzbereichsdaten sind in Abbildung 3.22 (b) ebenfalls für eine Einzelmessung und für die zeitliche Mittelung aufgetragen. Durch die Mittelung kann der SNR auf 80 dB und eine Bandbreite von 1,2 THz verbessert werden. Bereits in dieser Darstellung sind die Wasserabsorptionslinien bei 560, 750 und 970 GHz zu erkennen.

Deutlich sichtbarer sind die Linien bei den Messungen mit SL-DP Antennen. Um die Rekonstruktion der Zeitachse und die Zuverlässigkeit der Selbstreferenzierung zu zeigen, ist in Abbildung 3.23 (a) eine Mittelung der Zeitbereichsdaten über 10.000 Messungen mit SL-DP Antennen aufgetragen. Die Fourier-Transformation liefert die in Abbildung 3.23 (b) dargestellten Frequenzbereichsdaten. Zur Verdeutlichung sind zusätzlich die Positionen der erwarteten Wasserabsorptionslinien eingetragen. Die Daten zeigen eine gute Übereinstimmung zwischen den Messungen und den Erwartungen. In den Daten wurden die polarisationsbedingten Transmissionsfaktoren bereits berücksichtigt und im Zuge der Zeitachsenanpassung angewendet. Die Messdaten liefern eine Bandbreite von bis zu 1,6 THz bei einem SNR von 50 dB.

Mit dem vorgestellten Verfahren der Selbstreferenzierung können die Messdaten zuverlässig aufbereitet und rekonstruiert werden. Dabei wird die Zeitachse auf den Brechungsindex und die Blockabmessungen zurückgeführt. Die in Tabelle 3.1 aufgeführten Typen wurden gefertigt und überprüft. Neben der sicheren Rekonstruktion stellt auch die erzielbare Messgeschwindigkeit einen weiteren Meilenstein des Konzepts dar.



(a) Zeitbereichsdaten mit SL-DP Antennen: Einzelmessung und Mittelung.

(b) Fourier-Transformation der Zeitbereichsdaten: Einzelmessung und Mittelung.

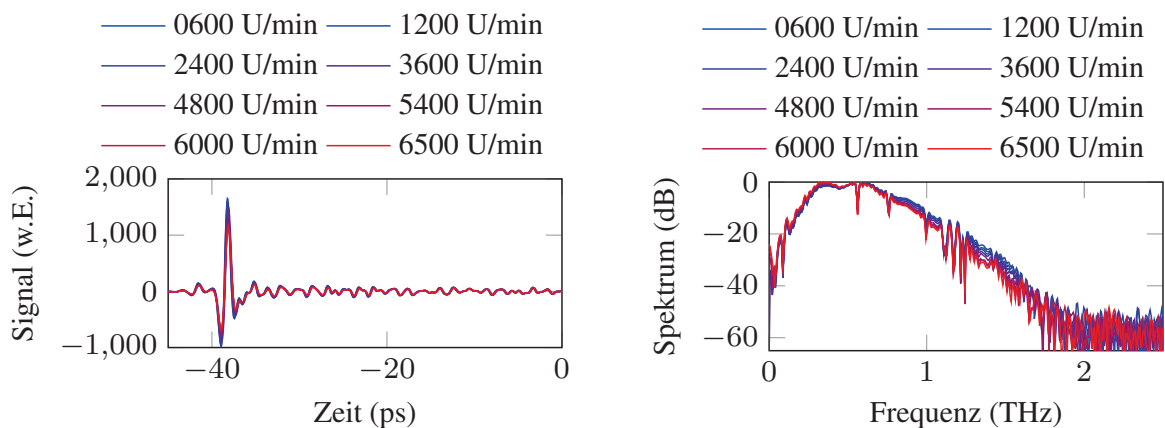
Abbildung 3.23: Rekonstruierte Messdaten mit SL-DP Antennen bei einer Messgeschwindigkeit von 640 Pulsen/s (Block 80x80 mm) über 40 ps. Bei 10.000 Mittelungen kann ein SNR von 50 dB bei einer Bandbreite von 1,6 THz erreicht werden.

So ist davon auszugehen, dass durch die kontinuierliche Drehbewegung des Blocks eine deutlich höhere Messgeschwindigkeit als mit herkömmlichen mechanischen Verzögerungsstrecken erzielt werden kann. Als begrenzender Faktor beim Rotator kann die erzielbare Drehgeschwindigkeit des Blocks und die Datenrate der Datenaufnahme bzw. die Qualität der Messdaten angesehen werden. Eine Übersicht der theoretischen Messgeschwindigkeiten der in Tabelle 3.1 vorgestellten Typen ist in Tabelle 3.2 gegeben:

U/min	Typ	Pulse/U	Pulse/s	Typ	Pulse/U	Pulse/s
1200	A,B	4	80	C	8	160
3600	A,B	4	240	C	8	480
5400	A,B	4	360	C	8	720
6500	A,B	4	432	C	8	866

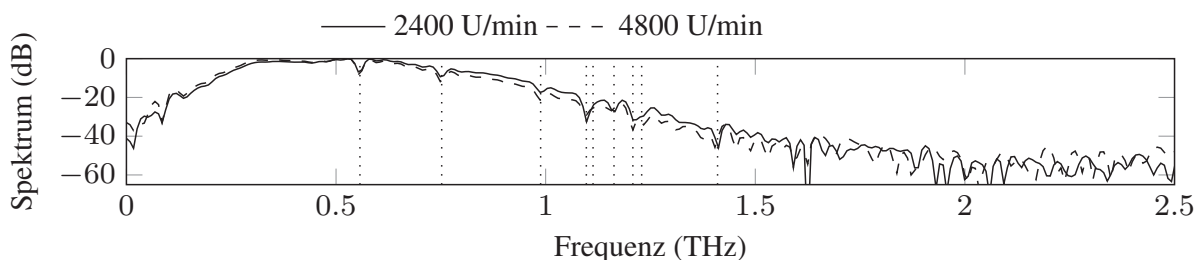
Tabelle 3.2: Auswahl an möglichen Messgeschwindigkeiten für das vorgestellte Messsystem.

Im Folgenden sind gemittelte Zeitbereichsdaten mit unterschiedlichen Motor- geschwindigkeiten gemessen worden. Die Messung für Block B mit 40x100 mm mit 4 Pulsen pro Umdrehung ist in Abbildung 3.24 (a,b) dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die Signalamplitude mit zunehmender Messgeschwindigkeit abnimmt. Ursache hierfür ist der verwendete Transimpedanzverstärker, der eine für die Messung zu geringe Bandbreite aufweist. Die verwendete DAQ-Karte wurde



(a) Zeitbereichsdaten mit SL-DP Antennen für ausgewählte Geschwindigkeiten jeweils als Mittelung über 15.000 Messungen.

(b) Fourier-Transformation der gemittelten Zeitbereichsdaten.



(c) Fourier-Transformation für ausgewählte Messungen mit eingetragener Position der Wasserabsorptionslinien.

Abbildung 3.24: Aufgenommene Messdaten mit unterschiedlichen Motorgeschwindigkeiten (Mittelung über 15.000 Messungen): (a) Zeitbereich, (b) Frequenzbereich und (c) Messdaten mit eingetragenen Wasserabsorptionslinien.

jeweils mit 2 MS/s betrieben, um auch bei den hohen Drehgeschwindigkeiten eine ausreichende Datenpunktzahl zu erhalten und eine bestmögliche Bestimmung des Spiegelpunktes zu gewährleisten. Die Zuverlässigkeit der Zeitachsenkonstruktion ist in 3.24 (c) für ausgewählte Messgeschwindigkeiten gezeigt. Die gemessenen Wasserabsorptionslinien zeigen eine gute Übereinstimmung mit Werten aus der Literatur [42, 135].

Derzeitige Entwicklungen auf dem Gebiet der THz-Antennen versprechen zukünftig deutlich höhere THz-Leistungen, womit der THz-Rotator effizienter und besser betrieben werden kann. Ein stärkeres THz-Signal lässt zudem eine größere Bandbreite und einen besseren SNR erwarten. Es kann festgehalten werden, dass



zukünftige Entwicklungen der Systemkomponenten die Ergebnisse des Rotators weiter verbessern können. Das vorgestellte Konzept des Rotators wurde im Rahmen der Arbeit zum Patent angemeldet und befindet sich derzeit in der Prüfung [136].

Im folgenden Abschnitt wird das System zur Anwendung gebracht und zur schnellen bildgebenden Messung erweitert und optimiert.

3.3.5 Anwendung zur schnellen Bildgebung

Motivation für die Umsetzung des Rotatorkonzepts ist die Möglichkeit, bestehende THz-Systeme zur schnellen bildgebenden Messung zu erweitern. Im Folgenden wurde der Messaufbau mit einer Probenverfahreinheit für die X- und Y-Achse zum Abrastern von Proben im Fokuspunkt des THz-Strahlengangs erweitert. Die Koordinaten können mit den Probeverfahreinheiten mit einer maximalen Geschwindigkeit von 150 mm/s angefahren werden, wobei die Maximalgeschwindigkeit erst nach einer Beschleunigungsphase erreicht werden kann. Um dennoch eine exakte Positionsbestimmung zu ermöglichen, wird das Encodersignal der Verfahreinheiten parallel zu den Rotatorsignalen von der DAQ-Karte ausgelesen und mit einem Zähler ausgewertet. Somit können die Datenströme des THz-Signals, des Umlauftriggers und der Positionskoordinate der Verfahreinheit synchron verarbeitet werden, was insbesondere bei hohen Messgeschwindigkeiten notwendig ist.

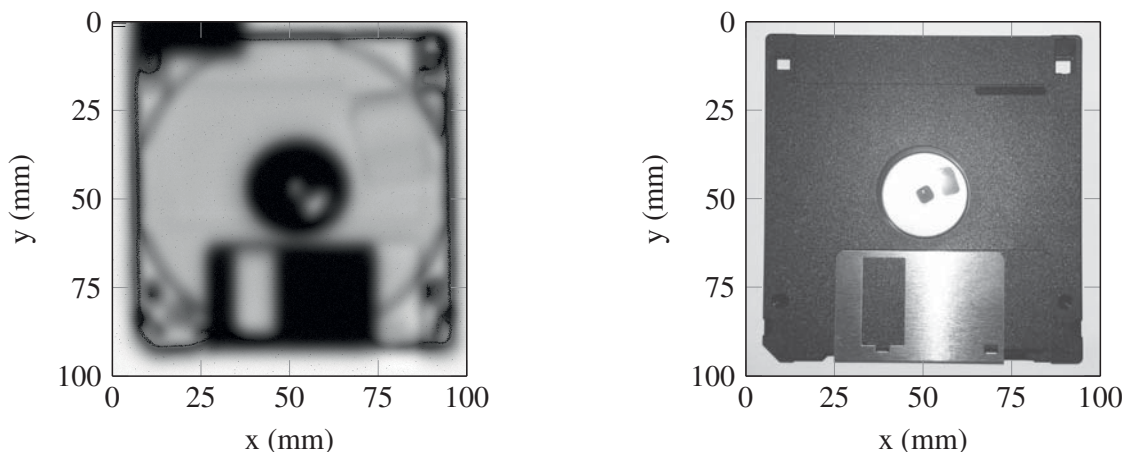
Um die Vorteile der schnellen Verschiebeeinheit ausnutzen zu können, wird der Rotator auf der höchsten Geschwindigkeitsstufe betrieben. Die anfallenden Messdaten werden kontinuierlich gemittelt und können bei Bedarf als THz-Puls abgerufen werden. Der Positionszähler initiiert dabei die Abfrage der THz-Signale nach vorgegebener Rasterung; die für den gewählten Ortsbereich anfallenden Pulse werden gemittelt und anschließend als Messgröße ausgegeben.

Für die folgenden Messungen wird der Rotator mit Block Typ C und Bow-Tie THz-Antennen ausgerüstet und mit 6000 U/min, entsprechend 800 THz-Pulsen/s betrieben. Die Rasterung der Probe kann für die Achsen unabhängig vorgegeben werden und die Positionsspur wird für die Messung mäanderförmig abgefahren. Zu der benötigten Messzeit der Probe trägt im Wesentlichen das Verhältnis der Rasterungen bei, so kann z.B. die Y-Achse mit maximaler Geschwindigkeit betrieben werden und die Messzeit wird im Wesentlichen durch die Schrittweite der X-Achse bestimmt.

In Abbildung 3.25 sind verschiedene Proben untersucht worden. Die Proben wurden in einer Messfläche von 100 mm \times 100 mm verfahren und in 0,25 mm Schritten für X- und Y-Achse bei einer Verfahrgeschwindigkeit von 100 mm/s vermessen. Die im Bereich zwischen den Messpunkten anfallenden THz-Pulse wurden jeweils gemittelt, entsprechend fallen an den Endpunkten der Verfahrswege eine höhere Anzahl THz-Pulse an. Für den Bereich der Maximalgeschwindigkeit



konnte jedoch jeweils mindestens über zwei THz-Pulse gemittelt werden. Die Untersuchung der Messfläche mit diesen Parametern dauert ca. 8 min und kann durch eine Verringerung der horizontalen Auflösung auf 1 mm Schritte auf ca. 2 min gesenkt werden. Die vertikale Auflösung bleibt in diesem Fall erhalten und ist durch die Pulsrate des Rotators limitiert. Das THz-Bild in Abbildung 3.25 (a) zeigt die verborgenen Strukturen und Ebenen.



(a) Intensitätsbild einer Diskette mit 0,25 mm Auflösung bei 100 mm/s (Messdauer 8 min).

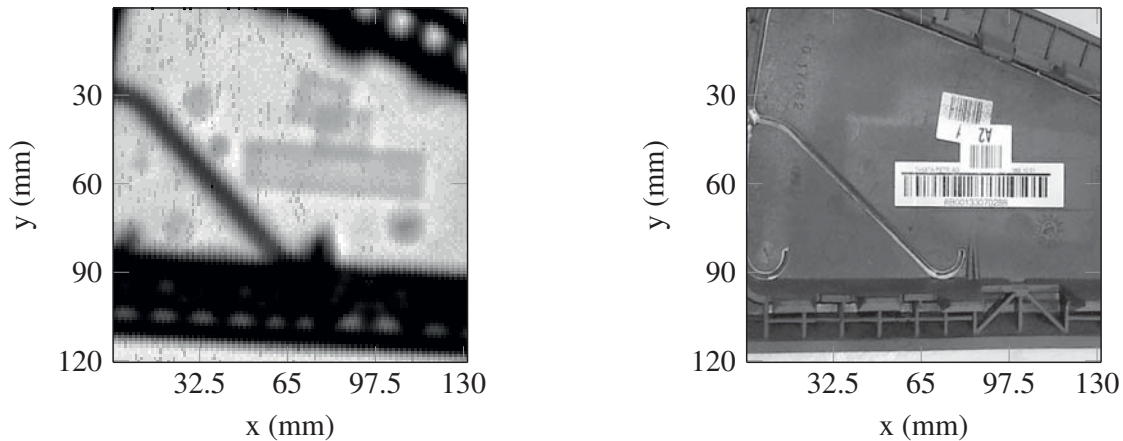
(b) Lichtbild der vermessenen Probe.

Abbildung 3.25: Untersuchung einer 3,5 Zoll Diskette mit der neuen Verzögerungsstrecke.

Eine weitere Messung ist in Abbildung 3.26 (a) gezeigt. Im Gegensatz zu den vorhergehenden Messungen wurde eine Rasterung mit 1 mm für beide Achsen gewählt. Untersucht wurde eine Airbagabdeckung mit Sollbruchnähten und verschiedenen Produktionsaufklebern über einen Messbereich von 120 x 130 mm mit einer Verfahrensgeschwindigkeit von 100 mm/s. Die Intensitätsdarstellung zeigt sowohl die Sollbruchnaht mit verminderter Materialstärke, als auch die überlappenden Aufkleber. In Form von mehreren Kreisen sind Spuren der Produktionsform zu erkennen. Die Messdauer für die Abbildung betrug lediglich 3 Minuten.

Eine weitere Erhöhung der Messgeschwindigkeit würde eine schnellere Probenpositionierung notwendig machen. Im Rahmen der Untersuchungen hat sich jedoch herausgestellt, dass eine höhere Verfahrensgeschwindigkeit hohe Beschleunigungen auf die Probe zur Folge hat. Dies macht sich durch starke Vibrationen der Probe und des gesamten Messaufbaus bemerkbar und wirkt sich negativ auf die Messgenauigkeit aus.

Die vorgestellte Messmethode bietet das Potential, bestehende Messsysteme zur schnellen Bildgebung zu ergänzen und zu erweitern. Die Bauweise des Rotators



(a) Ausschnitt einer Airbagabdeckung mit 1 mm Auflösung bei einer Verfahrensgeschwindigkeit von 100 mm/s (Messdauer 3 min).

(b) Lichtbild der Probe

Abbildung 3.26: Vergleich THz-Bild als Intensitätsmessung (a) und Foto einer vermessenen Airbagabdeckung (b).

ermöglicht die Positionierung im kollimierten Strahlengang und erfordert lediglich die Kompensation des eingebrachten zusätzlichen THz-Pfads. Für den industriellen Einsatz ist diese Messmethode - trotz der bereits hohen Messgeschwindigkeit - jedoch nur bedingt geeignet, da hier jeder Messpunkt separat angefahren und aufgenommen werden muss. Um diesen Nachteil zu begegnen, ist in Kapitel 6.1 ein weiteres neuartiges Verfahren diskutiert und beschrieben. Im anschließenden Abschnitt wird das Konzept des Transceivers für voll-fasergekoppelte THz-Systeme untersucht.

3.4 Transceiver: Integrierter fasergebundener Sender und Empfänger

Viele Messaufgaben und Problemstellungen, insbesondere im industriellen Umfeld, können nicht durch Transmissionsmessungen gelöst werden, da die zu untersuchenden Proben entweder ungeeignete Abmessungen oder lediglich den Zugang von einer Seite zulassen. Die Untersuchung von dünnen Schichten, z.B. Beschichtungen auf Metalloberflächen oder die Wandstärkebestimmung von Kunststoffrohren mittels Reflexionsmessung bilden potentielle Anwendungsfelder dieser Messmethode. Prinzipiell weisen Reflexionsmessungen einen zweifachen Durchlauf des Signals durch die Probe auf. Sofern es die Absorption der Probe zulässt, können auftretende Änderungen oder Abweichungen daher besser detektiert werden.



Bisherige Ansätze für die Reflexionsmessung basieren auf der Verwendung eines Strahlteilers im THz-Pfad und zwei senkrecht zueinander angeordneten THz-Antennen. Nachteilig sind hier die auftretenden Doppelpulse bzw. Fabry-Perot-Echos, die durch Mehrfachreflexionen im Siliziumstrahlteiler verursacht werden [96]. Insbesondere bei Messungen über große Zeitfenster, wie sie häufig für Reflexionsmessungen notwendig sind, kann es zu Überlagerungen und Beeinträchtigung der Messdaten kommen. Eine weitere Möglichkeit zur Reflexionsmessung setzt auf die Anordnung von zwei Antennen unter einem kleinen Winkel bzw. unter Verwendung einer großen Linse, die jeweils versetzt zur optischen Achse von Sendepuls und Reflexpuls parallel durchlaufen wird, siehe Abschnitt 3.2.3. Eine umfangreiche Behandlung von Reflexionsmessungen im Hinblick auf Anwendungsfelder erfolgt in Kapitel 4. Bisherige Ansätze für Reflexionssonden weisen zumeist große Abmessungen auf und stehen damit potentiellen Anwendungen entgegen. Zudem tragen die Kosten der THz-Antennen wesentlich zu den Systemkosten bei, eine Reduzierung der Anzahl würde sich positiv auf den Systempreis und damit die Akzeptanz der Messtechnik auswirken.

Eine frühere Version des THz-Transceivers von Krumbholz et al., Joerdens et al. oder Zhang wurde eingangs in Kapitel 2.3.2 vorgestellt [110, 112, 137]. Der Nachteil des dort vorgestellten Ansatzes liegt in der Notwendigkeit zur Modulation des THz-Signals im THz-Pfad, um die Signalseparation und die Detektion mittels Lock-In Verstärker zu ermöglichen. Gängige Praxis ist dabei die Verwendung eines mechanischen Chopperrades direkt im THz-Pfad. Eine integrierte Lösung zur Modulation des Nutzsignals im THz-Pfad mit kleineren Abmessungen oder höherer Modulationsgeschwindigkeit ist derzeit nicht bekannt.

Um dem Nachteil dennoch zu begegnen, wird im folgenden Abschnitt ein erweitertes Konzept eines THz-Transceivers präsentiert, welches eine durchgängig fasergebundene und kompakte Lösung des THz-Reflexionsmesskopfes ermöglicht.

3.4.1 Funktionsprinzip des Transceivers

Zunächst soll das Funktionsprinzip anhand von Abbildung 3.27 verdeutlicht werden. Ausgangspunkt für den neuartigen Transceiver ist ein bestehendes fasergebundenes THz-System nach Abschnitt 3.2, welches im Weiteren für das neue Konzept modifiziert wird [138]. An dieser Stelle wird das Grundprinzip dargestellt, die konkrete technische Umsetzung erfolgt dann in Abschnitt 3.4.2.

Für die Funktion des THz-Transceivers müssen die am Sendepuls- und Empfangspulsprozess beteiligten Signale eindeutig voneinander separierbar sein. Hierzu werden die optischen Signale, die mit der Repetitionsrate $f_{\text{rep}} \approx 100$ MHz des fs-Lasers vorliegen, jeweils für Sendepuls und Empfangspuls mit unterschiedlichen Frequenzen f_1 und f_2 moduliert, wobei $f_{1,2} \ll f_{\text{rep}}$. Nach der Modulation werden die optischen Signa-

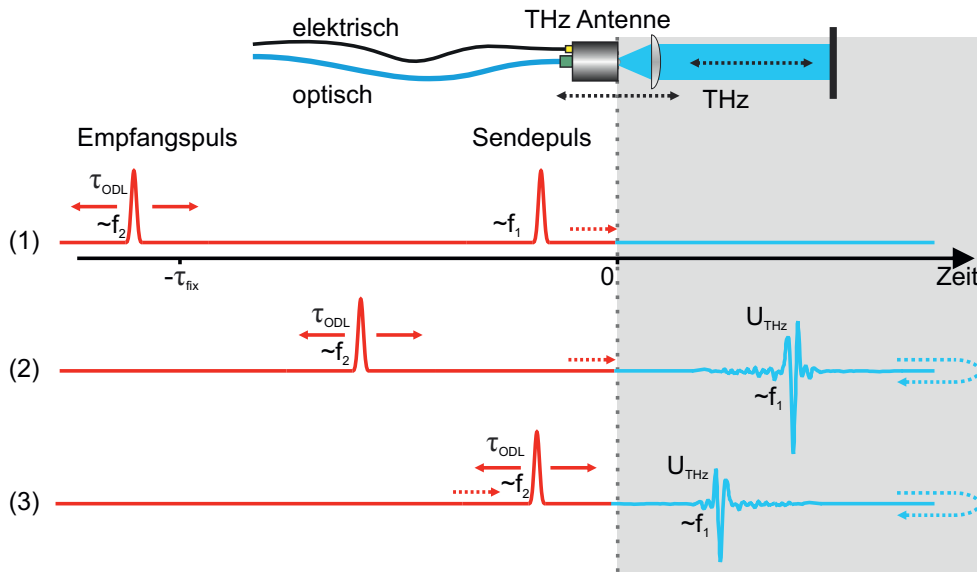


Abbildung 3.27: Funktionsprinzip und Signallaufzeiten des vollständig fasergekoppelten Transceivers.

le über einen 3 dB Koppler gemeinsam in einer Faser auf die THz-Antenne geführt. Abbildung 3.27 zeigt Momentaufnahmen zu drei unterschiedlichen Zeitpunkten. Trifft der optische Sendepuls zu Zeitpunkt (1) bei $t=0$ an der THz-Antenne ein, so wird ein THz-Puls proportional zu der Frequenz f_1 mit U_{THz} generiert und von der Antenne abgestrahlt. Hierzu ist die THz-Antenne über einen Transimpedanzverstärker mit einer Vorspannung U_{Bias} beaufschlagt. Der optische Detektionspuls weist zum optischen Sendepuls einen festen Zeitabstand τ_{fix} entsprechend der Laufzeit des THz-Pfades und einen zusätzlichen variablen Abstand τ_{ODL} bedingt durch die Verzögerungstrecke auf.

Zeitpunkt (2) zeigt den abgestrahlten THz-Puls $\sim f_1$ und den einlaufenden optischen Detektionspuls $\sim f_2$. Die Signale bewegen sich in die gleiche Richtung. Zum Zeitpunkt (3) wurde der THz-Puls bereits an der Reflexionsebene zurückgestrahlt und läuft nun in entgegengesetzter Richtung, also zurück zur THz-Antenne. Durch das gleichzeitige Einlaufen des optischen Detektionspulses $\sim f_2$ und des THz-Pulses $\sim f_1$ kann über τ_{ODL} das THz-Signal abgetastet werden.

Das an der THz-Antenne entstehende Signal beinhaltet mehrere Mischprodukte, die zur eindeutigen Identifikation des THz-Signals genutzt werden können. Sowohl die Differenzfrequenz $f_{\text{Diff}} = |f_1 - f_2|$ als auch die Summenfrequenz $f_{\text{Sum}} = |f_1 + f_2|$ stellen eine eindeutige Verknüpfung von optischem Sendepuls und Empfangspuls dar. Abbildung 3.28 zeigt die Lage der beteiligten Mischprodukte im Frequenzraum; die potentiellen Detektionsfenster sind direkt proportional zum THz-Signal.

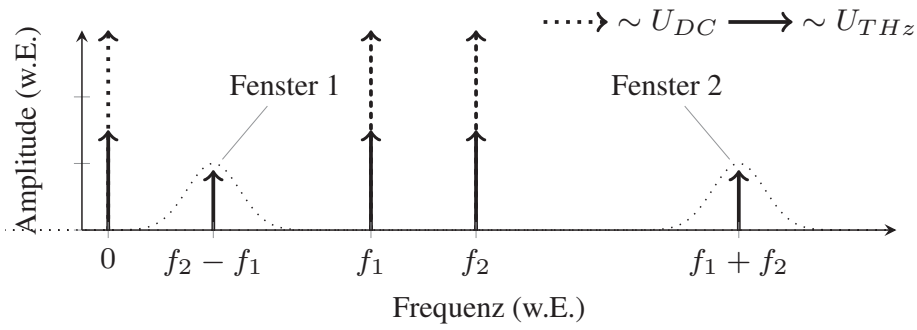


Abbildung 3.28: Lage der entstehenden Signalkomponenten im Frequenzbereich.

Mit einer geeigneten Signalfilterung, z.B. einem Lock-In Prozess, kann das empfangene THz-Signal auf dem Messsignal extrahiert werden. Durch den Transimpedanzverstärker wird sowohl die Vorspannung U_{Bias} an die Antenne angelegt, als auch das Empfangssignal über einen Hochpass zum Lock-In Verstärker (LIA) geführt. Die Referenzfrequenz f_{LIA} des Lock-In Verstärkers ergibt sich aus der Differenz- oder Summenfrequenz der optischen Modulatoren. Eine Beschreibung der Spannungen U_{PCA} an der THz-Antenne kann wie folgt erfolgen:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{PCA}}(t, f_1, f_2) &= U_{\text{Bias}} + U_{\text{THz}} \\
 &= U_{\text{DC}} + (1 + \sin(2\pi f_1 t)) \sum_{n=-\infty}^{\infty} U_{\text{THz}}(t - \tau_{\text{fix}} - nT) \\
 &\quad + (1 + \sin(2\pi f_2 t)) \sum_{n=-\infty}^{\infty} U_{\text{THz}}(t - 2\tau_{\text{fix}} - \tau_{\text{ODL}} - nT).
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

Dabei entspricht die DC Komponente der Antennenvorspannung $U_{\text{DC}} = U_{\text{Bias}}$ und die zeitabhängigen Komponenten der Frequenzen f_1 , f_2 sowie deren DC Anteile fallen jeweils für den ersten Puls, den zweiten Puls und für die Kombination der optischen Pulse an, siehe Abbildung 3.28. Durch die an der Antenne eintreffenden optischen Pulse wird der Widerstand und damit die Leitfähigkeit der Antenne moduliert. Dieser Mechanismus wird ausgenutzt, um mit Hilfe der Verzögerungsstrecke den THz-Puls abzutasten. Die zeitabhängige Leitfähigkeit $g(t)$ der THz-Antenne kann analog zu Grischkowsky und Katzenellenbogen [139] wie folgt beschrieben werden:

$$\begin{aligned}
 g_{\text{total}}(t, f_1, f_2) &= (1 + \sin(2\pi f_1 t)) \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t - nT) \\
 &\quad + (1 + \sin(2\pi f_2 t)) \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t - \tau_{\text{fix}} - \tau_{\text{ODL}} - nT).
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

Die Leitfähigkeit der THz-Antenne ergibt sich dabei anteilig aus dem optischen Sende- und Empfangspuls, die während einer Repetitionsperiode des fs-Lasers auftreten. Abschließend kann der Photostrom I_{PCA} an der THz-Antenne als Faltung der Gleichungen 3.9 und 3.10 bestimmt werden. Einige der entstehenden Terme können auf Grund der THz-Signallaufzeiten und der zeitlich begrenzten Leitfähigkeit $g(t)$ vernachlässigt werden, so dass der Strom I_{PCA} an der THz-Antenne wie folgt ausgedrückt werden kann:

$$\begin{aligned}
 I_{\text{PCA}}(t, f_1, f_2) \approx & U_{\text{DC}} (1 + \sin(2\pi f_1 t)) \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t - nT) \\
 & + U_{\text{DC}} (1 + \sin(2\pi f_2 t)) \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t - \tau_{\text{fix}} - \tau_{\text{ODL}} - nT) \\
 & + (1 + \sin(2\pi f_1 t)) (1 + \sin(2\pi f_2 t)) \\
 & \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} U_{\text{THz}}(t - \tau_{\text{fix}} - nT) \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t - \tau_{\text{fix}} - \tau_{\text{ODL}} - nT).
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

Die Information des THz-Pulses befindet sich im Wesentlichen im letzten Term der Gleichung 3.11. Die vorangehenden Terme sind geprägt durch die DC Anteile und jeweiligen Kombinationen der Frequenzen f_1 und f_2 . An dieser Stelle sei noch einmal auf Abbildung 3.28 verwiesen, aus der hervorgeht, dass lediglich für die Differenz- und Summenfrequenz eine Detektion ohne einen deutlich größeren DC-Anteil möglich ist. Die Filterung kann mit Hilfe eines Lock-In Verstärkers realisiert werden, wobei die Summen- oder Differenzfrequenz als Referenzfrequenz genutzt werden kann.

3.4.2 Messungen mit einem komplett fasergekoppelten Transceiver

Ausgangspunkt für die Umsetzung des Transceivers war das voll fasergekoppelte THz-System mit zweistufigem Faserstrecker, welches bereits in den Abschnitten 3.2 und 2.4.3 behandelt und vorgestellt wurde. Für die Realisierung des neuartigen Transceivers wurde das System angepasst und erweitert, siehe Abbildung 3.29. Grundlage für das Konzept ist die Modulation der optischen Signale in Sende- und Empfängerarm mit Hilfe von zwei optischen Modulatoren (*engl.: variable optical attenuator, VOA*). Verwendet wurden VOAs der Firma Kotura (KOTURA UltraVOA) mit einer Modulationstiefe von 25 dB und einer maximalen Modulationsfrequenz von 500 kHz. Die Module wurden jeweils in Sende- und Empfangsarm, zwischen fs-Laser und Faserstrecker, in das System eingefügt und mit unterschiedlichen Frequenzen $f_1=300$ kHz und $f_2=321$ kHz betrieben. Die resultierende Differenzfrequenz der Modulatoren dient als Referenzfrequenz f_{Ref} für den Lock-In

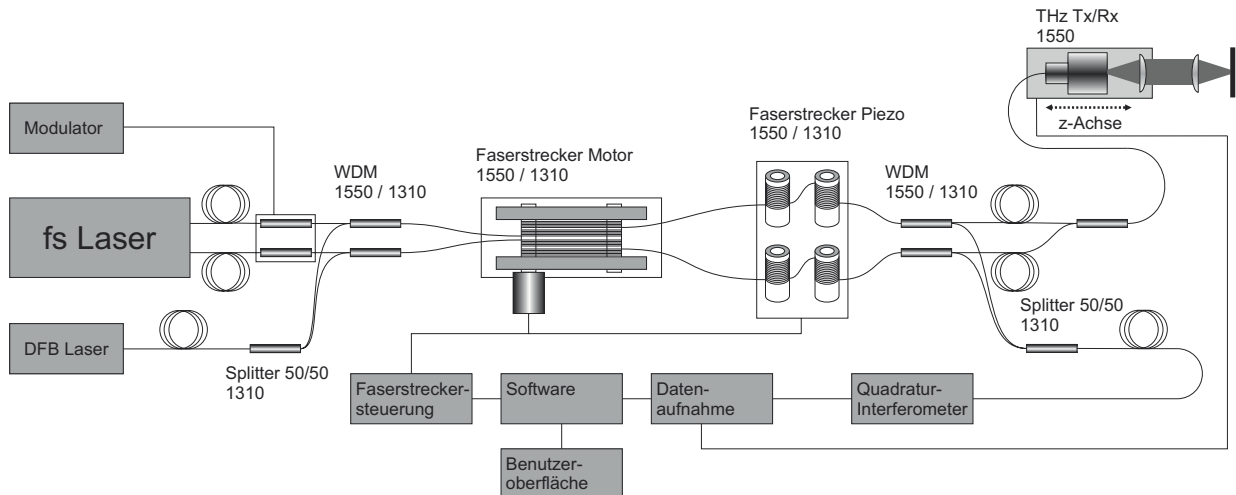
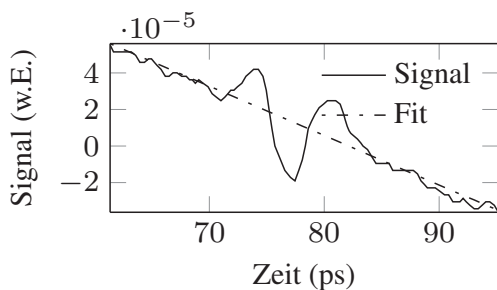
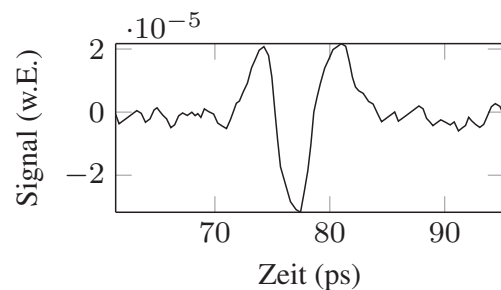


Abbildung 3.29: Modifiziertes fasergekoppeltes Messsystem mit zweistufigem Faserstrecke und Transceiver mit zusätzlicher Z-Scan Verfahrenheit.

Verstärker, hier ein Stanford Research SR830 mit einem vorgeschalteten Transimpedanzverstärker der Firma TEM, um die Vorspannung und Hochpassfilterung umzusetzen.



(a) Aufgenommenes Messsignal mit linearem Fit.

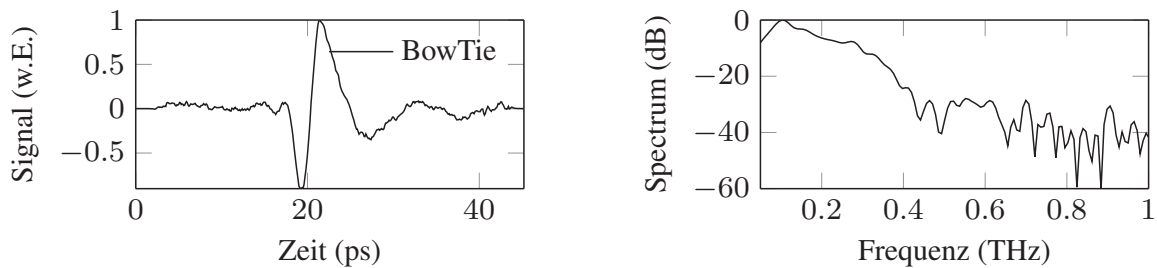


(b) Korrigiertes Zeitbereichssignal.

Abbildung 3.30: Mit dem Transceiver empfangenes THz-Signal (a). (b) Das Signal mit korrigierter Nulllage anhand des linearen Fits.

Das System verfügt über einen zweifachen Faserstrecke, der zunächst als Verzögerungseinheit vorgesehen ist. Im Gegensatz zu der ursprünglichen Systemkonfiguration werden Sende- und Empfangsarm nach dem Verlassen des Faserstreckers mit einem 3 dB Koppler zusammengeführt und mit einem festen zeitlichen Versatz τ_{fix} auf die THz-Antenne geführt. Im Abstand $\sim \tau_{\text{fix}}/2$ dient eine Metallfläche als Reflektor, der das THz-Signal zur Antenne zurückführt. Die THz-Antenne wird über den Transimpedanzverstärker mit einer Vorspannung von $U_{\text{Bias}}=20 \text{ V}$

beaufschlagt. Abbildung 3.30 (a) zeigt ein mit dem Faserstrecker im Schrittbetrieb aufgenommenes THz-Signal.



(a) Mit dem Transceiver im Z-Scan Modus gemessener THz-Puls. Die verwendete Bow-Tie Antenne bietet ein gutes Signal zu Rauschverhältnis.

(b) Fourier-Transformation des Zeitbereichssignals mit einer Bandbreite von 0,4 THz und einem SNR von 30 dB.

Abbildung 3.31: Messsignal eines Transceivers unter Verwendung einer Bow-Tie Antenne (a) sowie die zugehörige Fourier-Transformation (b).

Die Messkurve weist zunächst einen zeitabhängigen Versatz gegenüber dem erwarteten gleichmäßigen und ebenen Verlauf der Nulllinie auf. Ursache für das auftretende Verhalten sind wahrscheinlich nicht vollständig abgeklungene Anregungszustände durch den ersten optischen Puls bis zum Eintreffen des zweiten optischen Pulses. Die Antenne basiert auf einer bei niedrigen Temperaturen gewachsenen InGaAs/InAlAs Heterostruktur mit Arsen Defekten als Einfangstellen für die Elektronen. Obwohl das Einfangen der Elektronen ein sehr schneller Prozess ist, dauert die Rekombination aus diesen Energiezuständen in das Valenzband deutlich länger (~ 100 ps). Es ist nicht auszuschließen, dass die Elektronen in diesen Zuständen Anteil an der Leitfähigkeit der Antenne haben. Viel wichtiger ist jedoch, dass diese Zustände das Einfangen der durch den zweiten Puls verursachten Elektronen verhindern, da die Antenne nicht mehr in den Grundzustand übergehen kann. Durch das Anfitzen einer linearen Ausgleichsgeraden kann der Versatz in Abbildung 3.31 (b) entfernt werden.

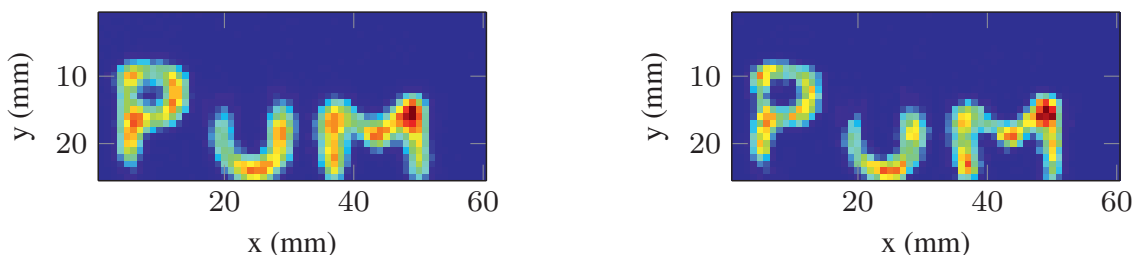
Um die auftretenden zeitabhängigen Prozesse zu vermeiden, werden die folgenden Messungen mit Hilfe der Z-Scan-Methode aufgenommen (analog [129, 140]). Hierzu wird die Antenne als Modul mit der ersten Kollimationslinse entlang der THz-Achse verschoben. Durch das schrittweise Verändern der THz-Pfadlänge kann der THz-Puls abgetastet werden. Die Länge der optischen Pfade bleibt in diesem Fall konstant.

Abbildung 3.31 (a) zeigt die erneute Messung mit einer Bow-Tie Antenne mit der Z-Scan-Verzögerungsstrecke ohne nachträgliche Korrekturen. Die Messung weist keinen Signalversatz auf, was die vorhergehende Annahme untermauert. Der



zeitliche Abstand der optischen Pulse bleibt konstant und der Rekombinationsprozess ist in der Messung nicht sichtbar. Die Fourier-Transformation in Abbildung 3.31 (b) weist einen SNR von 35 dB und eine Bandbreite von 500 GHz auf.

Motivation für die Entwicklung des Transceivers ist die Verwendung zur zerstörungsfreien Materialuntersuchung. Beispielhaft ist eine bildgebende Messung durchgeführt worden, als Probekörper wurde eine PE-HD Platte mit Buchstaben aus Aluminiumfolie beklebt, um einen bestmöglichen Kontrast für das THz-Signal zu erreichen. Abbildung 3.32 stellt die Ergebnisse der Rastermessung dar. Aufgenommen wurden die Daten mit dem Transceiver bei einer 1 mm Rastermessung über eine Fläche von 25 x 60 Bildpunkten. Abbildung 3.32 (a) zeigt die Intensität des Zeitbereichssignals in Falschfarben dargestellt. Die aufgeklebten Buchstaben zeigen einen deutlichen Kontrast und können sichtbar gemacht werden. Neben der Auswertung des Zeitbereichssignals ist auch eine frequenzabhängige Untersuchung der Probe oftmals sinnvoll. Abbildung 3.32 (b) zeigt die Intensität des Spektrums bei einer Frequenz von 205 GHz. Eine Entzifferung der Probe ist eindeutig möglich.



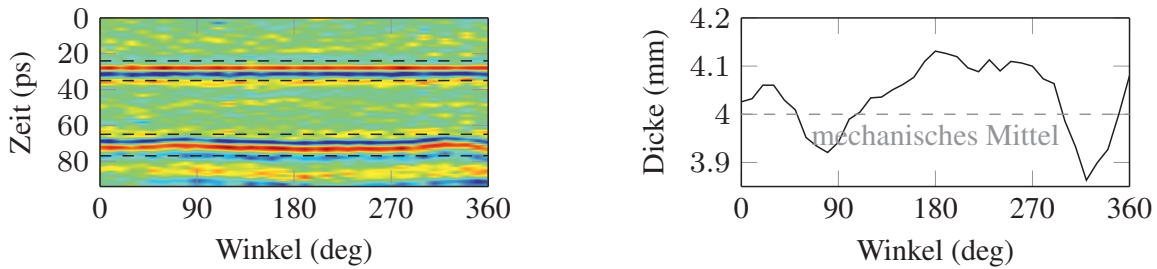
(a) Darstellung der Intensität des Zeitbereichssignals.

(b) Darstellung der ausgewerteten Intensität bei der Frequenz von 205 GHz.

Abbildung 3.32: Bildgebende Messung mit THz-Transceiver an einer Musterprobe aus PE-HD mit aufgeklebten Schriftzug PUM aus Aluminiumfolie. Die Probe hat eine Abmessung von 25 x 60 mm.

Die Bestimmung der Rohrwandstärke zählt zu den potentiellen Anwendungsfeldern der THz-Reflexionsmessung und wird in Kapitel 4 und Kapitel 4.1 ausführlich behandelt. Um die Funktionalität und Eignung des THz-Transceivers zu zeigen erfolgt an dieser Stelle ein Vorgriff auf diesen Abschnitt.

Untersucht wurde ein Kunststoffrohr aus Polyethylen (PE) mit einer mittleren Wandstärke von 4 mm. Für das Material kann für den betrachteten Frequenzbereich ein durchschnittlicher Brechungsindex von $n_{PE} = 1,52$ angenommen werden. Zur Untersuchung wurde das Rohr mit der Außenwand im THz-Fokuspunkt des Transceivers positioniert und mit Hilfe eines Motorstellers über einen Winkelbereich von 360° vermessen. Abbildung 3.33 (a) zeigt die gemessenen Zeitbereichsdaten über dem Winkelbereich. Zur besseren Ansicht wurden die Daten bereits auf die



- (a) THZ-Laufzeitmessung über einen Winkelbereich von 0° - 360° . Zur besseren Ansicht sind die Daten an dem ersten Reflexpuls ausgerichtet und markiert (schwarz, gestrichelt).
- (b) Ausgewertete Rohrwandstärke mittels Laufzeitmessung. Angenommen wird der Brechungsindex $n_{PE} = 1,52$.

Abbildung 3.33: Vermessung der Wandstärke eines PE Rohrs mit 4 mm Wandstärke über einen Winkelbereich von 360° mit dem THZ-Transceiver.

Position des ersten Reflexpulses bei ca. 30 ps ausgerichtet. Die Bereiche der Reflexpulse sind in der Abbildung mit gestrichelten Linien markiert. Während der erste Puls positionsfest ist, weist der zweite Reflex abweichende Positionen auf. Mittels einer Laufzeitbestimmung (siehe Abschnitt 4.1.1) kann über den vorgegebenen Brechungsindex auf die Materialstärke geschlossen werden. Abbildung 3.33 (b) zeigt die ermittelte Wanddicke über dem Winkelbereich und zusätzlich die mittlere mechanisch gemessene Stärke.

Der Funktionsnachweis des THZ-Transceivers zur Messung in Reflexion mittels einer Antenne konnte erfolgreich erbracht werden. Für einen zukünftigen Einsatz in der Praxis sind jedoch Verbesserungen in der Leistungsfähigkeit und der Signalprozessierung notwendig. Im Verlauf der Arbeiten an dem Transceiver haben sich verschiedene Ansatzpunkte zur Verbesserung ergeben. Dies umfasst zum einen die Verwendung von besseren Modulatoren und zum anderen eine Überarbeitung und Optimierung der Signalfilterung.

Das vorgestellte Konzept des THZ-Transceivers wurde im Rahmen der Arbeit zum Patent angemeldet und befindet sich derzeit in der Prüfung [141].

3.5 Zwischenfazit

Gegenstand dieses Kapitels war die Entwicklung und Verbesserung von THZ-Systemkomponenten unter Berücksichtigung industrieller Anforderungen bezüglich Messgeschwindigkeit, Systemkosten, Nutzbarkeit und Anwendungsbezug.

Anfangen mit der Verzögerungsstrecke wurde zunächst der zweistufige Faserstrecker vorgestellt, welcher flexibel einsetzbar ist und bereits die Anforderungen an

ein großes Messfenster bei adäquater Geschwindigkeit erfüllt. Weiterhin zeichnet sich das System durch die einfache und weitgehende Automatisierung aus, was auch fachfremden Publikum den Zugang zu der Technologie ermöglicht. In Kombination mit der kompakten und günstigen Reflexionsanordnung können bereits eine Vielzahl an Messaufgaben in Reflexion abgearbeitet werden. Eine umfangreiche Betrachtung erfolgt im anschließenden Kapitel 4.

Abzielend auf den Kosten- und Geschwindigkeitsfaktor wurde das Konzept des Rotators präsentiert. Messdaten mit bis zu 800 Hz über 40 ps eröffnen den Zugang zu schneller bildgebender Messung und Untersuchung von schnellen zeitlichen Prozessen. Das System ermöglicht durch die Selbstreferenzierung eine flexible Verwendung und eignet sich insbesondere zur schnellen Bildgebung. Hervorzuheben ist, dass bestehende THz-TDS Systeme durch den Rotator erweitert werden können und somit ggf. einer neuen Nutzung zugeführt werden können.

Abschließend wurde der technische Nachweis eines neuartigen THz-Transceivers erbracht, der zukünftig die Systemkosten und die -abmessungen weiter reduzieren kann. Das gleichzeitige Senden und Empfangen von THz-Signalen ist damit in voll-fasergebundenen Systemen möglich.



4 Industrielle Anwendung: THz-Reflexionsmessungen

Die zerstörungsfreie und berührungslose Überwachung von Produktionsprozessen, die kontinuierliche Einhaltung von Mess- und Grenzwerten sowie die gezielte Parameterregelung und -steuerung sind Motivation für die Verwendung von THz-Sensorsystemen in der Industrie. Die Überwachung von Polymeren in der Kunststoffindustrie mittels THz-Spektroskopie wurde in der Vergangenheit bereits mehrfach erfolgreich demonstriert und konnte bestehende Messverfahren sinnvoll ergänzen [137, 142, 143]. Die Anwendungsfälle reichen dabei von der Überwachung und Kontrolle der Materialdurchmischung im Kunststoff- und Elastomereextrusionsprozess bis hin zur zerstörungsfreien Bauteilprüfung von Kunststofffügstellen, z.B. von Schweiß- und Klebeflächen oder die Prüfung auf Verunreinigungen und Fehlstellen [1, 77, 91, 140].

Die Verwendung von THz-Systemen zur Lösung von industriellen Aufgabenstellungen erfordert mitunter eine abweichende Herangehensweise als es bei der herkömmlichen THz-Spektroskopie üblich ist. So kann in der Regel nicht auf das klassische Schema der THz-Spektroskopie mit Referenz- und Probenmessung zurückgegriffen werden, vielmehr kommen alternative Methoden der Interpretation der Messdaten zur Anwendung.

Bei industriellen Anwendungen und Messungen liegt der Schwerpunkt vornehmlich in der eindeutigen Lösung und Bewertung einer konkreten Aufgabenstellung. Ziel ist es, eine klare und eindeutige Aussage zu erreichen, im einfachsten Fall die Unterscheidung zwischen „gut“ und „schlecht“- dies kann auf unterschiedliche und vielfältige Weise realisiert werden. Das THz-System ist dabei nur ein Werkzeug und dient als Sensor für die Problemstellung. Eine weitere Tatsache ist, dass viele Anwendungen nur durch eine Messung in Reflexion betrachtet und gelöst werden können. Dies kommt insbesondere dann zum Tragen, wenn die Probe, der Prozess oder das Messobjekt nicht von beiden Seiten zugänglich ist oder eine unvorteilhafte Form bzw. Geometrie aufweist.

Darüber hinaus kann zum derzeitigen Zeitpunkt davon ausgegangen werden, dass außerhalb der klimatisierten Laborumgebung nicht die gleiche Qualität der Messdaten erreicht werden kann. Erkenntnisse auf Basis von Labormessungen lassen sich nicht zwangsläufig auf eine industrielle Umgebung übertragen und dort in gleicher Qualität und Aussagekraft reproduzieren.

Im vorliegenden Kapitel werden daher verschiedene Ansätze zur Messung mit THz-TDS Systemen in Reflexion vorgestellt. Begonnen wird mit der Bestimmung und Messung von Rohrwandstärken, hierbei werden sowohl Ein- und Mehrlagenrohre untersucht sowie unterschiedliche Auswertungsansätze vorgestellt und miteinander verglichen.



Daran anschließend wird ein Ansatz diskutiert, mit dessen Hilfe zeitliche veränderliche Prozesse zuverlässig und exakt beobachtet werden können. Als Anwendungsbeispiele dienen zum einen die Überwachung des Aushärtvorgangs von Epoxydharzklebstoffen sowie die Reduktion einer Zucker-Wasser-Lösung mittels eines THz-TDS Reflexionsaufbaus. Anschließend wird die Methode auf die Untersuchung von doppelbrechenden Materialien mit Hilfe einer Reflexionsmessung erweitert. Die in den folgenden Abschnitten vorgestellten Anwendungsfälle stehen stellvertretend für die vielfältigen Einsatzmöglichkeiten der THz-TDS Reflexionsmessung.

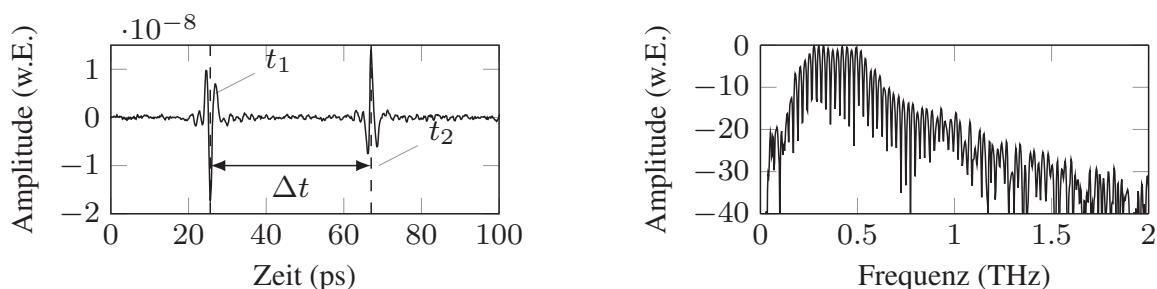
4.1 Bestimmung der Rohrwandstärke

Gegenstand dieses Abschnitts ist die berührungs- und zerstörungsfreie Wandstärkenbestimmung von Kunststoffrohren. Bisherige kommerziell eingesetzte Verfahren zur Wandstärkenbestimmung von Kunststoffrohren basieren auf Ultraschallmessungen und optischen Verfahren [144]. Im einfachsten Fall erfolgt die Fertigung volumen- und gewichtsgesteuert. Eine mechanische Prüfung während des Produktionsprozesses scheidet aus, da in der Regel Endlosrohre oder mehrere Meter umfassende Rohrleitungen produziert werden.

Folgend werden zunächst die Funktionsprinzipien der unterschiedlichen Ansätze zur Bestimmung der Wandstärke mit THz-TDS Systemen in Reflexion vorgestellt. Anschließend erfolgt die praktische Prüfung an ausgewählten Kunststoffrohren für Monolagen- und Mehrschichtrohre. Für die Ermittlung der Materialstärke von Kunststoffbauteilen mittels einer Reflexionsmessung können verschiedene Analyseverfahren zum Einsatz kommen. Im Rahmen dieser Arbeit wurden mehrere Ansätze untersucht, hierzu zählen die Laufzeitauswertung (*engl.: time-of-flight, ToF*) [30] sowie die Quasi-Raum Methode (*engl.: quasi space, QS*) mit zweifacher Fourier-Transformation [61]. Für die folgenden Methoden ist eine Aufteilung der Reflexionssignale in Probe- und Referenzsignal notwendig [145]. Zu dieser Gruppe zählen die numerische Überlagerung, die Korrelationsmethode sowie die Phasenauswertung der Fourier-Transformation der einzelnen Pulse [146, 147].

4.1.1 Auswertung der Laufzeit

Für die Methode der Laufzeitauswertung (*engl.: time-of-flight, TOF*) ist zur Bestimmung der Materialstärke neben der Zeitdifferenz $\Delta t = |t_2 - t_1|$ der Reflexionen auch die Kenntnis des materialspezifischen Brechungsindex der Probe notwendig. Da die Analyse auf Basis der Zeitbereichsdaten erfolgt wird der gemittelte Brechungsindex n_{avg} bzw. der effektive Brechungsindex n_{eff} verwendet. Unter



- (a) Typisches Messsignal einer THz-TDS Reflexionsmessung eines Kunststoffrohrs.
- (b) Fourier-Transformation der Zeitbereichsdaten. Auffällig ist die zusätzlich auftretende Oszillation des Spektrums.

Abbildung 4.1: Charakteristische Messdaten einer THz-TDS Reflexionsmessung einer Vollmaterialprobe. Der erste Puls stammt von der Grenzschicht Luft/Material und der zweite vom Übergang Material/Luft. Anhand der Signallaufzeit kann mit bekanntem Brechungsindex die Materialstärke ermittelt werden.

Berücksichtigung der Vakuumlichtgeschwindigkeit c_0 kann die Materialstärke d über

$$d \approx \frac{\Delta t \cdot c_0}{2 \cdot n_{\text{avg}}}, \quad (4.1)$$

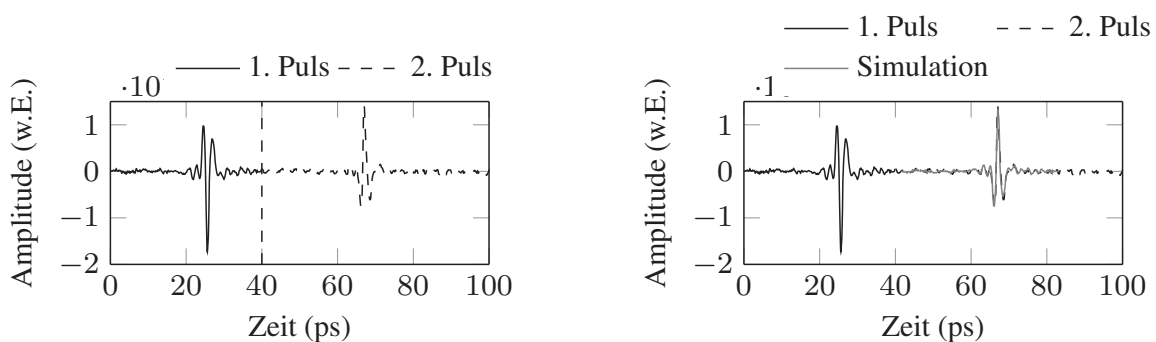
abgeschätzt werden. Beispielhaft ist in Abbildung 4.1 (a) die THz-TDS Zeitbereichsmesskurve der Reflexionsmessung eines Kunststoffrohrs aus Polyethylen (PE) dargestellt. Die gemessenen Reflexionen treten an den Grenzflächen der Materialien auf, dabei wird der Brechungsindex von Luft mit $n_{\text{Luft}}=1$ und der von PE mit $n_{\text{PE}}=1,52$ angenommen. Der erste Reflex resultiert vom Materialübergang Luft zu PE und der zweite von der Grenzschicht PE zu Luft. Abbildung 4.1 (b) zeigt die Fourier-Transformation des Zeitsignals mit den durch die zwei Reflexionen verursachten Fabry-Perot Oszillationen. Entsprechend der Fresnelschen Formeln tritt beim Übergang von optisch dichterem ins optisch dünnere Medium ein Phasensprung auf. Dies führt zu einer Spiegelung des zweiten Pulses im Zeitbereichssignal. Die Materialstärke d ergibt sich mit dem zeitlichen Abstand der Reflexmaxima und -minima $\Delta t=41,45$ ps und dem Brechungsindex n_{PE} anhand Formel 4.1 zu $d=4,09$ mm.

Bei der Laufzeitmethode handelt es sich um den einfachsten Ansatz, der lediglich die Kenntnis des Brechungsindex der Probe benötigt. Die Methode geht davon aus, dass die Pulsform beim Durchlaufen der Probe und die signifikanten Charakteristika des Pulses erhalten bleiben. Sowohl auftretende Dispersion als auch eine hohe

Absorption des Material können Einfluss auf die THz-Pulsform und damit auf die ermittelten Parameter nehmen und diese verfälschen.

Eine wichtige Voraussetzung für diese Messmethode ist die Qualität der vorliegenden Daten insbesondere im Bezug auf die zeitliche Auflösung, so dass die Pulsmaxima und -minima gut ermittelt werden können. Ein nachträgliches Interpolieren der Auflösung kann die Datenlage nicht zwingend verbessern.

4.1.2 Numerische Überlagerung der Reflexionen



(a) Unterteilung des Zeitbereichssignals in Referenz- und Probenpuls.

(b) Numerische Überlagerung des Proben- und Referenzpulses mit Hilfe der theoretischen Transferfunktion.

Abbildung 4.2: Berechnung der Signalverschiebung durch numerische Überlagerung der Signale.

Eine weitere Möglichkeit, die Wandstärke zu ermitteln, ist die numerische Überlagerung der auftretenden Reflexpulse. Die Methode bietet den Vorteil, dass nicht nur eine markante Stelle für die Positionsermittlung herangezogen wird, stattdessen fließen mehrere Datenpunkte in die Bewertung ein. Eine Interpolation der Zeitachse auf eine höhere Datenpunktzahl liefert bei der Überlagerung eine feinere Auflösung und somit genauere Messwerte.

Zunächst wird das Zeitbereichssignal in Referenz- und Probenpuls unterteilt, siehe Abbildung 4.2 (a). Hierbei wird der Reflex von der Außenseite als Referenzpuls $E_{\text{Ref}}(t)$ und der zweite Puls als Probenpuls $E_{\text{Probe}}(t)$ angenommen. Mit Hilfe der Fourier-Transformation erfolgt die Transformation von $E_{\text{Ref}}(t)$ in den Frequenzbereich:

$$E_{\text{Ref}}(t) \quad \circ \text{---} \bullet \quad Y_{\text{Ref}}(\omega). \quad (4.2)$$

Die zeitliche Verschiebung um Δt erfolgt als Phasenverschiebung im Frequenzbereich. Die Amplitude wird über den Skalierungsfaktor Ψ angepasst. Durch die

anschließende Rücktransformation in den Zeitbereich ergibt sich der simulierte Puls $E_{\text{Sim}}(t)$:

$$E_{\text{Sim}}(t) \quad \circ \text{---} \bullet \quad \Psi \cdot Y_{\text{Ref}}(\omega) \cdot \exp^{-i2\pi\omega\Delta t}. \quad (4.3)$$

Unter Verwendung eines Optimierungsalgorithmus werden die Signale gegeneinander verschoben und die beste Überlappung kann ermittelt werden:

$$\min_{\Delta t}(\Delta) = |E_{\text{Sim}}(t) - E_{\text{Probe}}(t)|. \quad (4.4)$$

Abbildung 4.2 (b) zeigt die Überlagerung des simulierten Signals mit dem Probenpuls. Die ermittelte Zeitverschiebung für die beste Überlappung liefert mit der bekannten Gleichung 4.1 zusammen mit dem vorgegebenen Brechungsindex n_{avg} die Wandstärke des Kunststoffrohrs. Durch ein vorangehendes Interpolieren der Zeitachse können auf diese Weise sehr genaue Werte ermittelt werden. Die Methode bietet durch die Berücksichtigung der gesamten Daten, im Gegensatz zu der reinen Laufzeitmessung, in der nur selektierte Messpunkte berücksichtigt werden, eine zuverlässigere Auswertung.

4.1.3 Phasenunterschied: Auswertung über den Frequenzbereich

Entsprechend dem Ansatz aus Abschnitt 4.1.2 erfolgt zunächst die Unterteilung des Messsignals in Referenz- und Probenpuls $E_{\text{Ref}}(t)$ und $E_{\text{Probe}}(t)$. Für die vorliegenden Pulse erfolgt jeweils die Fourier-Transformation in den Frequenzbereich, dargestellt in Abbildung 4.3 (a):

$$E_{\text{Ref}}(t) \quad \circ \text{---} \bullet \quad Y_{\text{Ref}}(\omega) \quad \text{und} \quad E_{\text{Probe}}(t) \quad \circ \text{---} \bullet \quad Y_{\text{Probe}}(\omega). \quad (4.5)$$

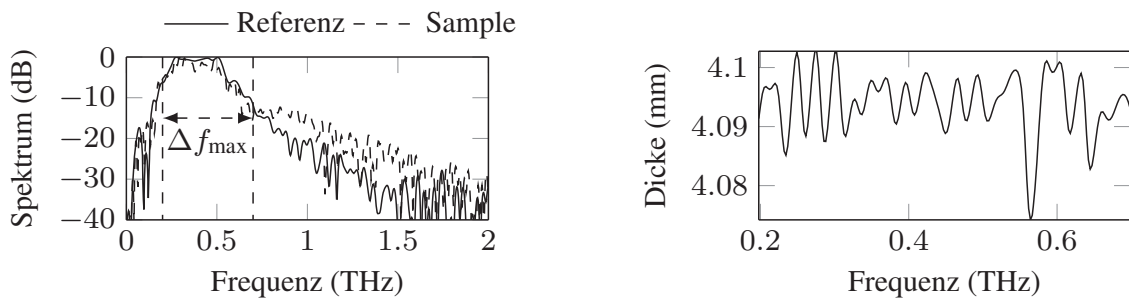
Die Fourier-Transformation liefert Amplituden- und Phasenwert für den Frequenzbereich. Für die folgende Betrachtung ist lediglich die Phaseninformation von Interesse:

$$\angle Y_{\text{Ref}}(\omega) \quad \text{und} \quad \angle Y_{\text{Probe}}(\omega). \quad (4.6)$$

Wobei $\angle_{\text{Ref}}(\omega)$ die Phase des Referenzpulses und $\angle_{\text{Probe}}(\omega)$ die des Probenpulses wiedergibt. Zur besseren Handhabung erfolgt in der Regel eine automatische Phasenabwicklung (*engl.: phase unwrapping*) durch Addition von Vielfachen von $\pm 2\pi$. Die Phasendifferenz liefert unter Berücksichtigung des zweifachen Probedurchlaufs mit der Lichtgeschwindigkeit c_0 und dem mittleren Brechungsindex n_{avg} die Wandstärke $d_{\Delta\angle}$ der Probe

$$d_{\Delta\angle} = \frac{|\angle_{\text{Ref}}(\omega) - \angle_{\text{Probe}}(\omega)| \cdot c_0}{2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot \omega \cdot n_{\text{avg}}}. \quad (4.7)$$

Besondere Aufmerksamkeit verlangt bei dieser Methode der zulässige und vertrauenswürdige Frequenzbereich Δf_{max} , für den gilt $|Y_{\text{Ref}}(\omega)| \geq |Y_{\text{Probe}}(\omega)|$, siehe Abbildung 4.3 (b).



(a) Fourier-Transformation der separierten Pulse: Referenz- Probenpuls

(b) Ausgewertete Materialstärke auf Basis des Phasenunterschieds der Fourier-Transformation.

Abbildung 4.3: Ermittlung der Materialstärke anhand der Phasendifferenz der Fouriertransformierten.

Für die praktische Verwendung scheint diese Methode weniger geeignet, da eine ungeschickte Aufteilung der Zeitbereichsdaten in Referenz- und Probenpuls zu fehlerhaften Fourier-Transformationen und damit falschen Phaseninformationen führen kann. Die Methode liefert bei erhöhter Fehleranfälligkeit keine genaueren Werte für die Materialstärke.

4.1.4 Transformation in den Quasi-Raum

Die Methode der Quasi-Raum-Transformation basiert auf der zweifachen Fourier-Transformation und der Auswertung der durch die Doppelpulse verursachten Oszillationen im Frequenzspektrum. Ausgangspunkt ist eine Zeitbereichsmessung entsprechend Abbildung 4.1 (a) mit zwei auftretenden Reflexionen. Die Fourier-Transformation des Zeitsignals in Abbildung 4.1 (b) weist eine starke Modulation im Spektrum auf. Diese Oszillation entspricht der Fabry-Perot-Frequenz und beinhaltet damit Dickeninformation der Probe. Eine ausführliche Betrachtung des Verfahrens für den Fall der Transmissionsmessung ist in der Arbeit von Wietzke zu finden [148]. Zunächst erfolgt die Transformation des Messsignals $E_{\text{Mess}}(t)$ in den Frequenzbereich zu $Y_{\text{Mess}}(\omega)$ mit:

$$E_{\text{Mess}}(t) \xrightarrow{\text{FT}} Y_{\text{Mess}}(\omega). \quad (4.8)$$

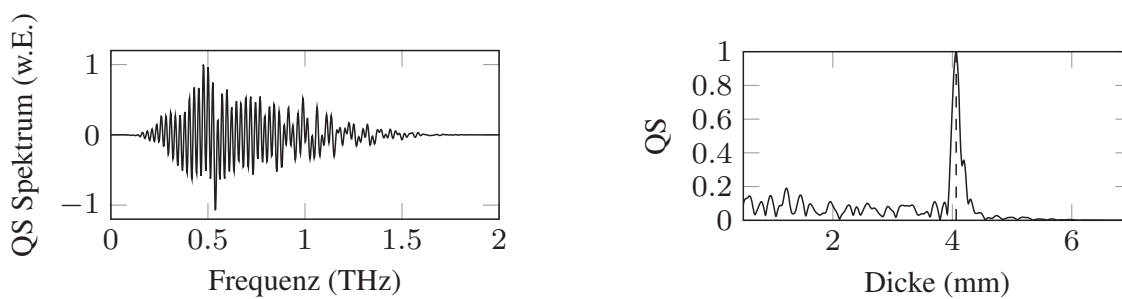
$$|Y_{\text{Mod}}(\omega)| = H_{\text{LP}} \cdot H_{\text{HP}} \cdot |Y_{\text{Mess}}(\omega)| \quad (4.9)$$

Wendet man auf diese erste Transformation einen Hochpass H_{HP} und einen Tiefpass H_{LP} an, so kann das THz-Spektrum $Y_{\text{Mod}}(\omega)$ im Bereich der Fabry-Perot Oszillationen isoliert werden. Abbildung 4.4 (a) stellt das isolierte und modifizierte Spektrum im Nutzbereich dar. Der Nutzbereich ist typischerweise der Frequenzbereich von

100 GHz bis 1,8 THz. Die verbleibenden Oszillationen beinhalten die Information der Probendicke. Durch eine weitere Fourier-Transformation kann aus dem Frequenzraum erneut in den Zeitbereich gewechselt werden und der Quasi-Raum $QS(l)$ ergibt sich durch die Skalierung der Zeitachse mit c_0/n_{avg} . Die zweifache Fourier-Transformation mit geschickter Filterung und anschließender Skalierung kann als Quasi-Raum-Transformation bezeichnet werden

$$|Y_{\text{Mod}}(\omega)| \quad \bullet \text{---} \circ \quad QS(l). \quad (4.10)$$

Abbildung 4.4 (b) zeigt ein typisches Quasi-Raum Signal. Durch eine Maximabestimmung kann die Dicke ermittelt werden. Die Achse ergibt sich dabei aus der umgerechneten Zeitachse, skaliert mit Lichtgeschwindigkeit c_0 und Brechungsindex n_{avg} .



(a) Modifiziertes und gefiltertes Spektrum der Zeitbereichsmessung im Bereich von 100 GHz bis 1,8 THz.

(b) Erneute Fourier-Transformation des modifizierten Spektrums. Der einbezogene Brechungsindex des Materials zeigt direkt die Materialstärke.

Abbildung 4.4: Bestimmung der Materialstärke über die Quasi-Raum-Transformation.

Die Methode eignet sich insbesondere durch den kompakten und wiederkehrenden Ablauf für eine automatische Auswertung zur Prozessüberwachung. Ein korrigierendes Eingreifen ist in der Regel nicht notwendig. Nach einmaliger Konfiguration der Parameter und Filterfrequenzen kann das Zeitbereichssignal automatisiert verarbeitet werden.

Werden jedoch Signale mit mehr als zwei Reflexen verarbeitet, kann diese Methode an die Grenzen stoßen bzw. kann eine eindeutige Zuweisung der Peaks in QS Raum nicht zweifelsfrei und eindeutig erfolgen. Insbesondere bei ähnlichen optischen Dicken hat dies eine Aufweitung oder Überlagerung der Peaks in QS Raum zur Folge. Sind die Lagen zu dünn, gehen die notwendigen Informationen bereits bei der Filterung verloren. Die Methode eignet sich vorwiegend für Proben im Bereich ab 0,5 mm bis zu mehreren Zentimetern.



4.1.5 Kreuzkorrelation

Wie bereits in den vorangegangenen Betrachtungen angedeutet wurde, ist es oftmals sinnvoller, die Auswertung nicht auf einzelne Messpunkte des Zeitbereichssignals zu begrenzen. Vielmehr bietet eine Berücksichtigung aller vorliegenden Datenpunkte eine erhöhte Auswertungssicherheit. Im Folgenden wird dies anhand der Kreuzkorrelation gezeigt.

Ausgangspunkt ist in diesem Fall die Signalkonfektionierung nach Abbildung 4.2 (a) mit Aufteilung des Signals in Referenz- und Probenpuls, entsprechend $E_{\text{Ref}}(t)$ und $E_{\text{Probe}}(t)$. Das Autokorrelationssignal $\Psi_{xx}(\tau)$ des Referenzpulses liefert eine neue Zeitachse und markiert die Nullposition:

$$\Psi_{xx}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} E_{\text{Ref}}(t) \cdot E_{\text{Ref}}(t + \tau). \quad (4.11)$$

Wird unter Einbehaltung der gleichen Parameter die Kreuzkorrelation $\Psi_{xy}(\tau)$ durchgeführt

$$\Psi_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} E_{\text{Ref}}(t) \cdot E_{\text{Probe}}(t + \tau), \quad (4.12)$$

kann über den Abstand zum Nullpunkt der Laufzeitunterschied Δt ermittelt werden. Abbildung 4.5 stellt die beiden Korrelationssignale auf der neuen Zeitachse dar.

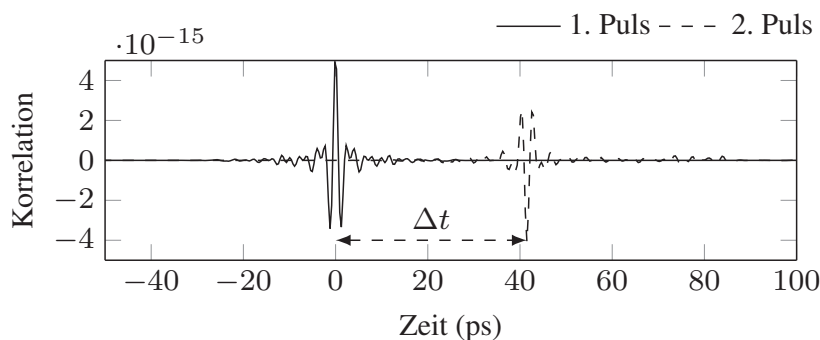


Abbildung 4.5: Kreuzkorrelation von Referenz- und Probenpuls liefert exakten Laufzeitunterschied.

Im Vergleich zu der Laufzeitmessung aus Abschnitt 4.1.1 mit $\Delta t_{\text{TOF}} = 41,45$ ps konnte mit der Korrelationsmethode ein leicht abweichender Wert von $\Delta t_{\text{Korr}} = 41,5$ ps ermittelt werden.

Im Folgenden Abschnitt werden verschiedene Proben mit ausgewählten Methoden untersucht und über einen Winkelbereich von 0° bis 360° ausgewertet.



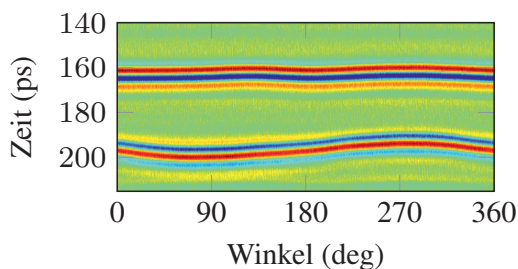
4.2 Messungen zur Wandstärkenbestimmung von Kunststoffrohren

In den anschließenden Abschnitten werden aussagekräftige und repräsentative Proben über den vollen Rohrumfang vermessen und untersucht. Dabei erfolgt eine Unterscheidung zwischen Rohren mit Vollmaterialwänden in Abschnitt 4.2.1 und Mehrlagenwänden in Abschnitt 4.2.2. Für die jeweilige Problemstellung sind voneinander abweichende Herangehensweisen und Anforderungen zu berücksichtigen. Dies betrifft vornehmlich die anzuwendende Auswertemethode und Wahl der verwendeten THz-Antennen. Das zur Untersuchung verwendete System wurde bereits in Kapitel 3.2.3 vorgestellt. Der flexible Aufbau erlaubt es, einen Wechsel der eingesetzten fasergekoppelten THz-Antennen entsprechend der Anwendung durchzuführen. Für die Messung stehen sowohl Bow-Tie Antennen als auch Stipline-Dipol Antennen zur Verfügung, deren typische Zeitbereichssignale für die Reflexion an Metall in Abbildung 3.5 und 3.4 dargestellt sind. Zunächst erfolgt die Untersuchung von Rohren mit Vollmaterialwand.

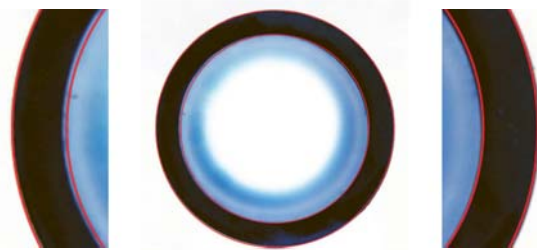
4.2.1 Vollmaterial Rohre

Für die Umlaufmessung der Rohre wurde der Messaufbau nach 3.2.3 durch eine zusätzliche Positioniereinrichtung in Form eines Drehtisches ergänzt. Das zu vermessende Rohr wurde dabei mittig auf dem Drehtisch zentriert und mit der Außenwand im Fokus der Reflexionssonde positioniert. Anschließend wurden die Messdaten punktwise über den Winkelbereich von 0° bis 360° aufgezeichnet. Gegenstand der Betrachtung ist ein Polypropylen (PP) Rohr mit einem Durchmesser von 32 mm und einer nominellen Wandstärke von 3,3 mm. Für die Untersuchungen wird ein mittlerer Brechungsindex von $n_{pp}=1,51$ angenommen [148].

Abbildung 4.6 (a) stellt die Draufsicht auf die Zeitbereichsdaten in einem ausgewählten Abschnitt über dem Winkelbereich dar. Zu erkennen ist die Position des ersten Reflexpulses von der Rohraußenwand; das zeitliche Schieben ist auf die Justage zurückzuführen. Hingegen deutet die Position des zweiten Reflexes auf eine variierende Wandstärke über den Winkelbereich hin. Für die Auswertung der Laufzeit Δt muss für den vorliegenden Fall jeweils die zeitliche Position t_1 des Minimums des ersten Reflexes und die des Maximums des zweiten Pulses t_2 verglichen werden. Ein modifiziertes Lichtbild der Stirnseite des untersuchten Rohrs ist in Abbildung 4.6 (b) dargestellt. Zur Verdeutlichung der abweichenden Wandstärke wurde ein Kreis um den Außendurchmesser gelegt und zentrisch auf den Innendurchmesser skaliert. Die Kreise weisen einen konstanten Abstand zueinander auf und machen die variierende Wandstärke des Kunststoffrohrs deutlich.



(a) THz-Zeitbereichsmessungen über den Winkelbereich von 0° bis 360° .



(b) Modifiziertes Lichtbild der Probe mit äquidistanten Kreisen, zur besseren Ansicht wurden Ausschnitte vergrößert.

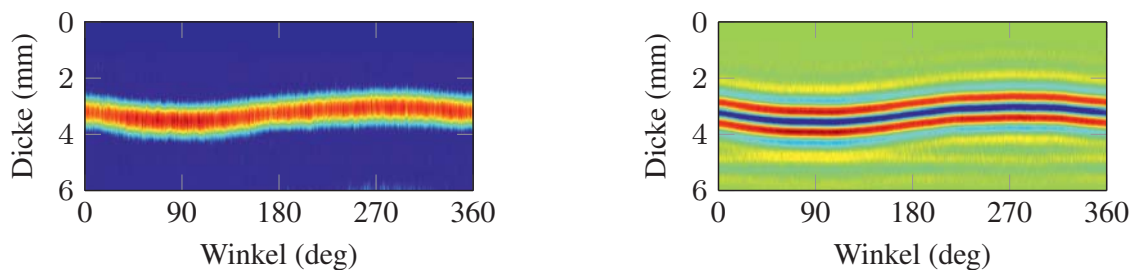
Abbildung 4.6: Zeitbereichsmessdaten über den Winkelbereich von 0° bis 360° und modifiziertes Lichtbild des PP Rohrs.

Zur weiteren Untersuchung und zu einem Vergleich der Methoden wurden die Verfahren der Quasi-Raum Auswertung und der Kreuzkorrelation auf die Messdaten angewandt. In Abbildung 4.7 (a) sind die Quasi-Raum Signale mit skaliertes Positionen über den Winkelbereich aufgetragen. Anhand der Position des Maximums kann die Wandstärke direkt bestimmt werden. Die Auswertung erfolgt automatisiert ohne Konfektionierung der Zeitbereichssignale. Hingegen muss für die Untersuchung der Kreuzkorrelation eine Unterteilung der Zeitbereichssignale in Referenz- und Probenpuls $E_{\text{Ref}}(t)$ und $E_{\text{Probe}}(t)$ erfolgen. Abbildung 4.7 (b) stellt die Kreuzkorrelation mit skaliertes Positionen über den Winkelbereich dar. Eine Ermittlung der Probenstärke erfolgt über die Position des Signalminimums. Bei einem direkten Vergleich der Methoden liefert die Methode der Kreuzkorrelation eine bessere Signalauflösung und schärfere Merkmale gegenüber der Quasi-Raum Methode.

Um die mit den unterschiedlichen Methoden ermittelten Wandstärken vergleichen zu können, wurde das Rohr mit einem Messschieber ebenfalls über dem Winkelbereich vermessen. An dieser Stelle ist zu berücksichtigen, dass die Auswertung an unterschiedlichen Positionen der Rohrachse erfolgte, so konnte die mechanische Dicke nur im Bereich der Stirnseiten ermittelt werden.

Die ermittelten Materialstärken sind in Abbildung 4.8 über dem Winkelumlauf aufgetragen und zeigen eine gute Übereinstimmung untereinander sowie mit den mechanisch bestimmten Werten. Dennoch weisen die ermittelten Parameter aus demselben Datensatz und gleichen Materialparametern leicht abweichende Werte auf, siehe Tabelle 4.1.

Die über dem Winkelbereich ermittelten Werte liegen im akzeptablen Bereich und schwanken um den Sollwert und den gemessenen Mittelwert. Betrachtet man die Mittelwerte nach Tabelle 4.1, so weist der per Korrelationsmethode ermittelte



(a) Quasi-Raum Auswertung über den Winkelbereich von 0° bis 360° .

(b) Kreuzkorrelation über den Winkelbereich von 0° bis 360° .

Abbildung 4.7: Wandstärkenbestimmung mittels Quasi-Raum Analyse.

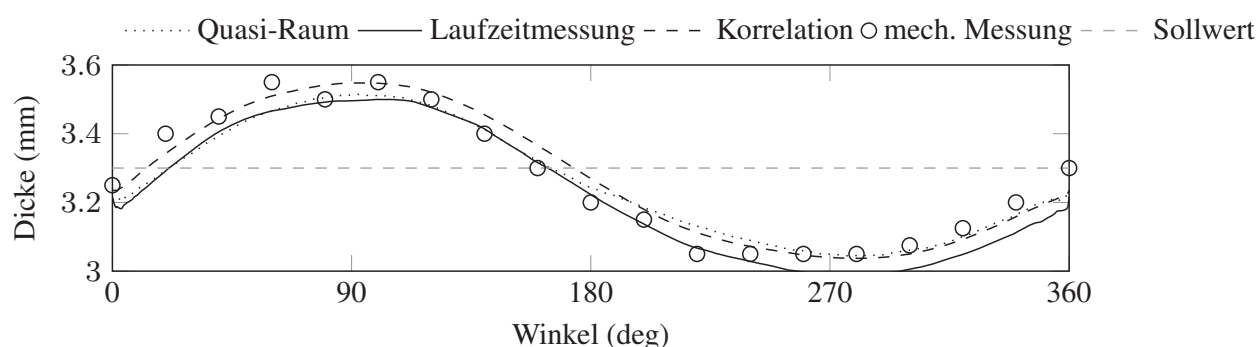


Abbildung 4.8: Gegenüberstellung der mit unterschiedlichen Auswertemethoden ermittelten Materialdicken über den Winkelbereich von 0° bis 360° .

Wert die beste Übereinstimmung mit dem mechanisch gemessenen Mittelwert auf. Die Methode der Laufzeitauswertung weicht im Mittel am stärksten vom Erwartungswert ab. Eine Erklärung dafür liegt in der Tatsache, dass bei der Laufzeitmethode nur ausgewählte Punkte des Datensatzes herangezogen werden, hingegen nutzen die Korrelationsmethode und die Quasi-Raum Methode den gesamten Messbereich und die zur Verfügung stehenden Datenpunkte für die Ermittlung. Der anschließende Abschnitt betrachtet die Untersuchung von Rohren mit mehreren Wandschichten.

4.2.2 Rohre mit mehreren Wandschichten

Die Schichtdickenbestimmung von Mehrlagenrohren gestaltet sich im Gegensatz zu den einfachen Kunststoffrohren deutlich schwieriger. Abbildung 4.9 (a) zeigt schematisch den Querschnitt einer Mehrschichtwand. Neben dem Vollmaterial befindet sich zwischen Innen- und Außenwand eine geschäumte Schicht. Die Problemstellung der einfachen Dickenbestimmung erweitert sich auf die gleichzeitige

Methode	Laufzeit	Quasi Raum	Korrelation	Messschieber	Sollwert
Dicke	3.2302 mm	3.2596 mm	3.2762 mm	3.2711 mm	3,3 mm

Tabelle 4.1: Gegenüberstellung der mit unterschiedlichen Auswertemethoden ermittelten durchschnittliche Materialdicken.

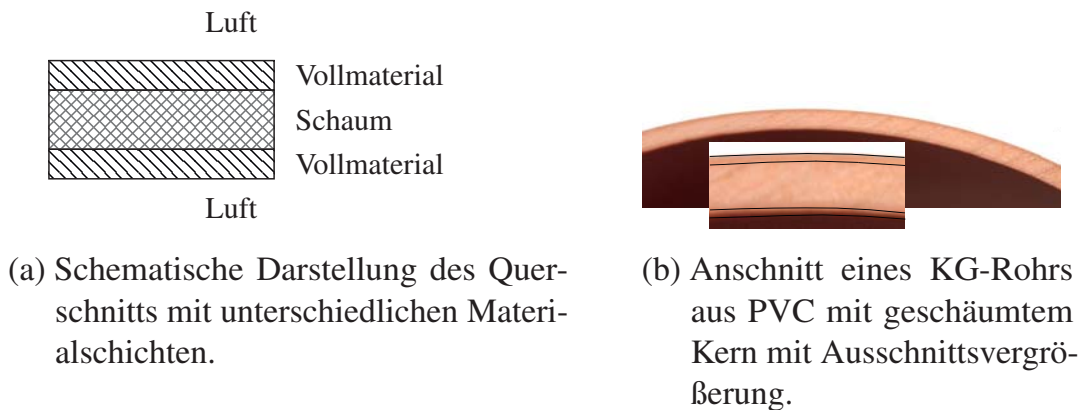
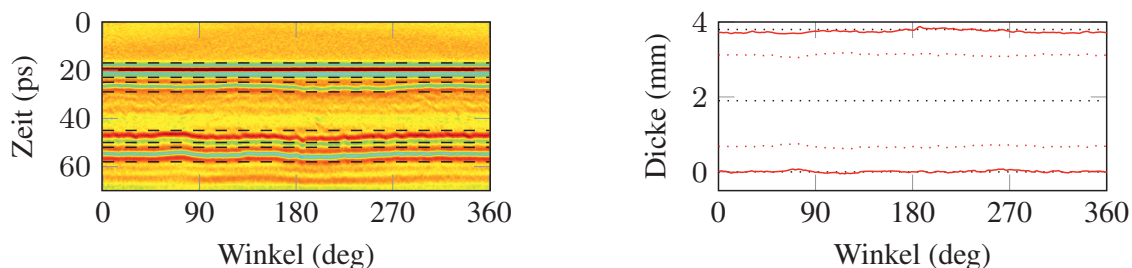


Abbildung 4.9: Mehrlagenrohre: (a) Schema und (b) Foto vom Querschnitt.

Bestimmung von drei Einzellagen und der resultierenden Stärke. Durch die unterschiedlichen Materialien liegen darüber hinaus für die Schichten abweichende Brechungsindices vor.

In diesem Abschnitt wird beispielhaft ein KG-Rohr (Kanalgrundrohr) aus PVC (Polyvinylchlorid) untersucht. Abbildung 4.9 (b) zeigt einen Ausschnitt der Stirnseite mit der unterschiedlichen Materialschichtung. Deutlich zu erkennen sind die Innen- und Außenlage und der geschäumte Kern. Die unterschiedlichen Schichten weisen die mittleren Brechungsindices $n_{\text{PVC}} = 1,68$ und $n_{\text{Schaum}} = 1,25$ auf. Das untersuchte Rohr hat einen Durchmesser von 125 mm und eine durchschnittliche Wandstärke von 3,7 mm.

Um die dünnen Schichten aufzulösen, kommen bei der Untersuchung Stripline-Dipol Antennen zum Einsatz. Nur durch die zeitlich kurzen THz-Pulse kann eine Separation im Zeitbereichssignal erzielt werden. Durch Bow-Tie Antennen erzeugte THz-Pulse sind aufgrund ihrer zeitlich breiten Form und den dünnen Schichten nicht geeignet. Die Zeitbereichsdaten der Messung sind in Abbildung 4.10 (a) über den Winkelbereich von 0° bis 360° als Draufsicht dargestellt. Zur besseren Darstellung wurden die Messdaten an der Position des ersten Reflexes an der Außenseite ausgerichtet. Die Bereiche der Reflexe sind durch gestrichelte Linien markiert. Der erste Puls weist ein markantes Minimum auf. Entsprechend der Grenzschichten und der vorliegenden Brechungsindices ist der Reflex an der internen Grenzschicht



(a) Auf den ersten Reflexpuls korrigierte Zeitbereichsmessdaten über den Winkelbereich von 0° bis 360° .

(b) Die ausgewerteten Schichtdicken sind an der halben Sollwandstärke ausgerichtet und über den Winkelbereich von 0° bis 360° aufgetragen.

Abbildung 4.10: Laufzeitauswertung zur Bestimmung der Schichtdicken des KG-Rohrs.

von PVC zu Schaum gespiegelt. Dies setzt sich alternierend bis zum Übergang von PVC zu Luft an der Innenwand fort.

Die ermittelten Schichtdicken sind, um die halbe Sollstärke zentriert, in Abbildung 4.10 (b) über den Umlauf aufgetragen. Die Auswertung, von außen ($d=0$) nach innen ($d>0$) betrachtet, ergibt für die mittlere Schichtdicke die Werte $d_{\text{PVC}}^{\text{außen}}=0,63$ mm, $d_{\text{Schaum}}=2,44$ mm und $d_{\text{PVC}}^{\text{innen}}=0,67$ mm. Für die Gesamtstärke der Rohrwand liegt der Wert mit $d_{\text{gesamt}}=3,74$ mm in guter Übereinstimmung mit dem Sollwert von 3,7 mm.

Aufgrund der zeitlichen Abfolge der Reflexpulse ist eine Untersuchung mit weiteren Methoden nicht sinnvoll durchführbar. Zwar kann die Quasi-Raum Methode angewendet werden, jedoch wird im Quasi-Raum nur die Dickeninformation, nicht jedoch die Lage angezeigt. Aufgrund der nahezu identischen Abmessungen der Außenschichten überlagern sich die Signale. Eine klare Separation in Proben- und Reflexpuls kann ebenfalls erfolgen, jedoch genügt die Auflösung und die Qualität der Fourier-Transformation nicht für eine weitere Auswertung.

4.2.3 Zwischenfazit

Die kontaktlose und zerstörungsfreie Bestimmung der Rohrwandstärke mittels THz-TDS Reflexionsmessungen stellt eine vielversprechende Anwendung im industriellen Umfeld dar. Mittlerweile existieren THz-Systeme zur Inline-Überwachung des Rohrextrusionsprozesses und werden von der Firma Inoex als Sensorsystem angeboten. Ausgangspunkt für die Systeme war ein gemeinsames ZIM Forschungsprojekt „Terahertz in der Kunststoff verarbeitenden Industrie“ der beteiligten Partner: iNOEX GmbH, Süddeutsches Kunststoffzentrum, iBA GmbH, Batop GmbH,



Menlosystems GmbH und Philipps-Universität Marburg. Das System wurde im Nachgang zu einem fertigen Produkt weiterentwickelt. Insbesondere die Schichtdickenbestimmung in Reflexion mittels THz-TDS Systemen stellt eine aussichtsreiche Anwendung in der Kunststoffindustrie dar und kann etablierte Verfahren, wie Ultraschallmessung, sinnvoll ergänzen oder in Einzelfällen ganz ersetzen. Aber auch andere Anwendungen, die von der Reflexionsanordnung profitieren können, sind denkbar. Im anschließenden Abschnitt wird eine Anordnung vorgestellt, die es ermöglicht, zeitlich veränderliche Prozesse proportional zu THz-Materialparametern abbilden zu können.

4.3 Untersuchung von Klebstoffen in Reflexion

Für die spektroskopische Untersuchung von zeitlich veränderlichen Prozessen ist typischerweise eine Referenz und eine Probenmessung notwendig. Erfolgt die Untersuchung über einen langen Zeitraum, können die Messergebnisse durch thermische und mechanische Umwelteinflüsse verfälscht und gestört werden. Um dennoch eine zuverlässige Aussage treffen zu können, erfolgt eine alternierende Aufnahme von Referenz- und Probesignalen. Bei einer Transmissionsmessung unter Laborbedingungen stellt dies kein Problem dar und kann auf einfache Weise umgesetzt werden. Anders stellt sich die Situation bei Messungen in industrieller Umgebung dar, hier können oftmals nur Referenzmessungen vor oder nach der Probenmessung aufgenommen werden. Auftretende Systemschwankungen und Umwelteinflüsse können so nicht von der eigentlichen Messgröße bzw. vom Prozess, getrennt werden. Zudem weisen die zu untersuchenden Proben und Prozesse oftmals Abmessungen auf, die lediglich einen einseitigen Zugang zulassen. Das Mittel der Wahl stellt in diesem Fall die THz-Reflexionsmessung dar. Bei der praktischen Umsetzung stellt sich jedoch heraus, dass bei allen Vorteilen der Zugänglichkeit eine feste Referenzmessung für die Auswertung und Stabilitätskontrolle des Systems fehlt.

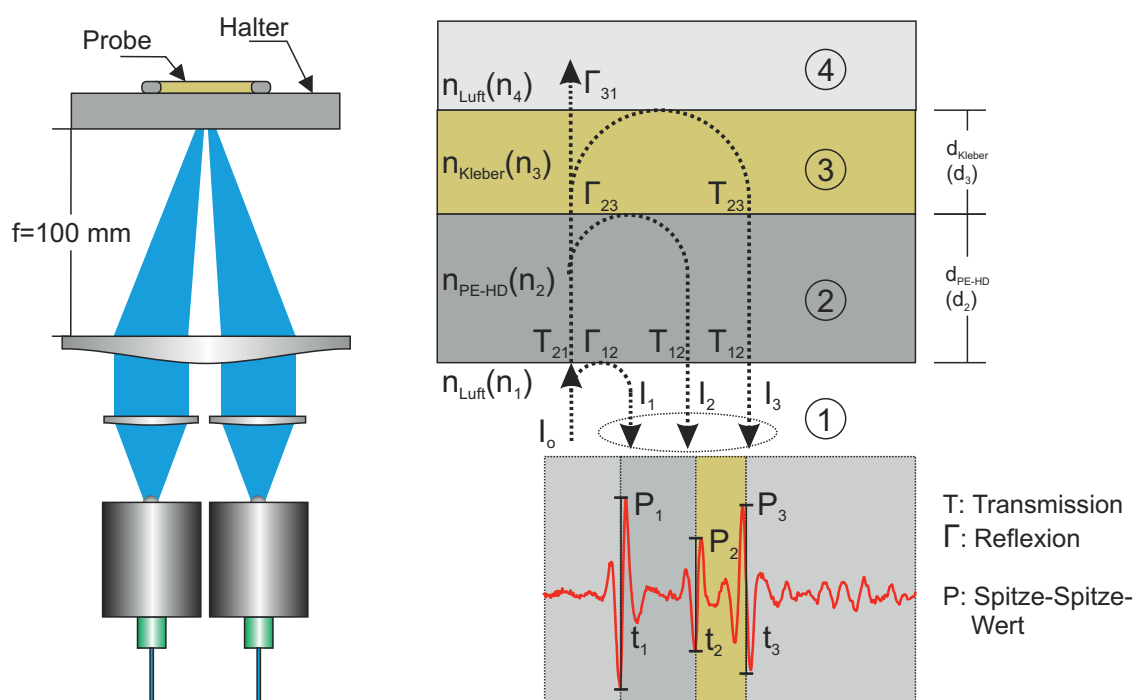
Zwar gibt es Arbeiten, z.B. von Jepsen et. al., die sich dieser Problematik über Referenzobjekte im THz-Strahlengang nähern, jedoch erfolgen die Untersuchungen unter Laborbedingungen mit hoher Präzision. Die Unterteilung in Referenz- und Probenpuls ermöglicht bei ausreichender zeitlicher Separation eine Auswertung der frequenzabhängigen Materialparameter [104–106, 145, 149].

Wegen der Störanfälligkeit und Komplexität erscheint eine Anwendung im industriellen Umfeld schwierig. Die Motivation für den im folgenden vorgestellten Ansatz ist die zuverlässige und kontinuierliche Beobachtung von zeitabhängigen Prozessen und die Rückführung auf die Materialparameter - auch unter industriellen Bedingungen. Der Ansatz nutzt die direkte Analyse des Zeitbereichssignals, um die

Materialparameter zu errechnen. Die Methode wird anhand des Aushärtvorgangs von verschiedenen 2-Komponenten-Epoxidharzklebern vorgestellt und diskutiert.

4.3.1 Algorithmen zur Datenextraktion

Die schematische Anordnung des Reflexionsaufbaus ist in Abbildung 4.11 (a) dargestellt. Die Sonde entspricht dabei im Wesentlichen der vorgestellten Reflexionssonde aus Abschnitt 3.3 und wurde um eine im Fokuspunkt stehende Referenzplatte ergänzt. Der zu untersuchende, zu Beginn der Messung viskose Klebstoff, befindet sich auf dem bekannten Referenzmaterial bzw. Halter. Für die Messung wurden die Bow-Tie Antennen verwendet, da diese ein auf den Frequenzbereich von 0,1-0,5 THz begrenztes Spektrum aufweisen. Die begrenzte THz-Bandbreite bei niedrigen Frequenzen stellt sicher, dass die Einflüsse durch Absorption und Dispersion gering sind bzw. vernachlässigt werden können.



(a) Schematische THz-Strahlführung für eine einfache Reflexionsanordnung ohne Strahlteiler.

(b) Detaillierte Darstellung der Signalauswertung von Mehrschichtsystemen.

Abbildung 4.11: Vertikale Messanordnung zur Untersuchung von Klebstoffen.

Eine detailliertere Ansicht ist in Abbildung 4.11 (b) zu sehen. Der einfallende THz-Puls I_0 trifft zunächst auf das Referenzmaterial mit bekannter Dicke d . Das

Signal wird in transmittierten I_t und reflektierten I_r Anteil aufgeteilt und kann wie folgt beschrieben werden:

$$I_r = \Gamma \cdot I_0, \quad I_t = T \cdot I_0, \quad I_i \propto |P_i|^2. \quad (4.13)$$

Dabei ist I_i die Intensität und proportional zum Quadrat des Spitze-Spitze-Werts des elektrischen Feldes der THz-Welle $|P_i|^2$. Der Transmissionsfaktor T_{kl} und der Reflexionsfaktor Γ_{lk} beschreiben die Übergänge der jeweiligen Schicht

$$T_{kl} = \frac{n_k}{n_l} \left(\frac{2n_k}{n_k + n_l} \right)^2, \quad \Gamma_{lk} = \left(\frac{n_k - n_l}{n_l + n_k} \right)^2. \quad (4.14)$$

Die folgenden Betrachtungen entsprechen der Notation und Schreibweise von Balanis [150], auf dessen Basis das einfallende Signal I_0 errechnet wird. Mit der ersten Reflexion am bekannten Grenzübergang I_1 kann auf das einfallende Signal geschlossen werden:

$$\frac{I_1}{I_0} = \Gamma_{12} \Rightarrow I_0 = \frac{I_1}{\Gamma_{12}}. \quad (4.15)$$

Der folgende Term beschreibt die Verhältnisse der THz-Welle I_2 an der zweiten Grenzschicht und kann mit Bezug auf die einfallende Welle I_0 wie folgt beschrieben werden:

$$\frac{I_2}{I_0} = T_{21} e^{-\alpha_2 d_2} \cdot \Gamma_{23} \cdot T_{12} e^{-\alpha_2 d_2}. \quad (4.16)$$

Der Absorptionskoeffizient α_2 des Signals in der Referenzschicht mit der Dicke d_2 berücksichtigt die Verluste in dem Material. Entsprechend kann die Situation an der dritten Grenzschicht ausgedrückt werden:

$$\frac{I_3}{I_2} = \frac{T_{32} e^{-\alpha_3 d_3} \cdot \Gamma_{31} \cdot T_{23} e^{-\alpha_3 d_3}}{\Gamma_{23}}. \quad (4.17)$$

Dieser Formalismus stellt eine eindeutige Verknüpfung der vorliegenden Probenanordnung mit dem THz-Signal dar, siehe 4.11 (b, unten). Wird für die weitere Betrachtung angenommen, dass die Signalintensität der Reflexionspulse proportional zu dem Spitze-Spitze Wert des in der Bandbreite limitierten THz-Signals ist, kann auf die Materialparameter der Probe geschlossen werden.

Unter diesen Annahmen kann der Brechungsindex des Klebers n_{Kleber} bei bekannten Materialparametern der Referenzschicht berechnet werden. Mit $n_1 = n_{\text{Luft}}$, $n_2 = n_{\text{PE-HD}}$, $\alpha_2 = \alpha_{\text{PE-HD}}$ und $d_2 = d_{\text{PE-HD}}$ ergibt sich der Brechungsindex des Klebers zu:

$$n_{\text{Kleber}} = n_2 \frac{\sqrt{\frac{I_2}{I_0}} \cdot e^{\alpha_2 d_2} \sqrt{\frac{1}{T_{21} T_{12}} + 1}}{1 - \sqrt{\frac{I_2}{I_0}} \cdot e^{\alpha_2 d_2} \sqrt{\frac{1}{T_{21} T_{12}}}}. \quad (4.18)$$

Betrachtet man weiterhin die Zeitpositionen der Reflexe zwei und drei: $\Delta t = |t_{p3} - t_{p2}|$ mit dem errechneten Brechungsindex n_{Kleber} , kann die Dicke der Klebeschicht mit $d_3 = d_{\text{Kleber}}$ errechnet werden:

$$d_{\text{Kleber}} = \frac{\Delta t \cdot c_o}{2n_{\text{Kleber}}}. \quad (4.19)$$

Abschließend kann mit dem Brechungsindex n_{Kleber} und der Dicke d_{Kleber} die Absorption $\alpha_3 = \alpha_{\text{Kleber}}$ ausgedrückt werden:

$$\alpha_{\text{Kleber}} = \ln \left(\frac{\left(\frac{I_3}{I_2} \right) \cdot \Gamma_{23}}{T_{32} \Gamma_{31} T_{23}} \right). \quad (4.20)$$

Die mit dieser Methode ermittelten Materialparameter gelten nur unter den zuvor angenommenen Einschränkungen. Es folgt nun die messtechnische Überprüfung des Ansatzes.

4.3.2 Aushärteverhalten von 2-Komponenten Epoxidharzklebstoffen

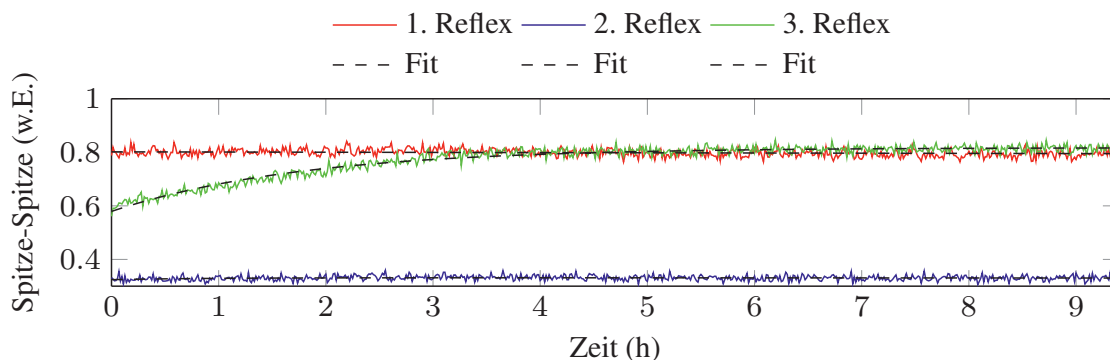
Um den vorgestellten Ansatz messtechnisch zu überprüfen, wurden zwei 2-Komponenten Epoxidharzkleber in Reflexionsanordnung über dem Zeitraum der Aushärtung untersucht. Die Herstellerangaben sind in Tabelle 4.2 angegeben. Die Binder der untersuchten Kleber basieren jeweils auf einer Bisphenol A Verbindung mit unterschiedlichen Zusatzstoffen. Der Härter ist für beide Kleber identisch und besteht aus aliphatischen Polyaminen.

Die Kleber weisen unterschiedliche Verarbeitungs- und Aushärtezeiten auf. Zur Untersuchung wurde jeweils das vom Hersteller vorgegebene Mischungsverhältnis von 50:50 Vol.% angesetzt. Anschließend wurde die Mischung auf der bekannten Referenzschicht platziert und mit dem THz-System in Reflexion mit 3 Messungen pro Sekunde aufgezeichnet. Die hohe Messgeschwindigkeit soll die Mittlung über der Zeit ermöglichen und die Zuverlässigkeit der Datenauswertung erhöhen.

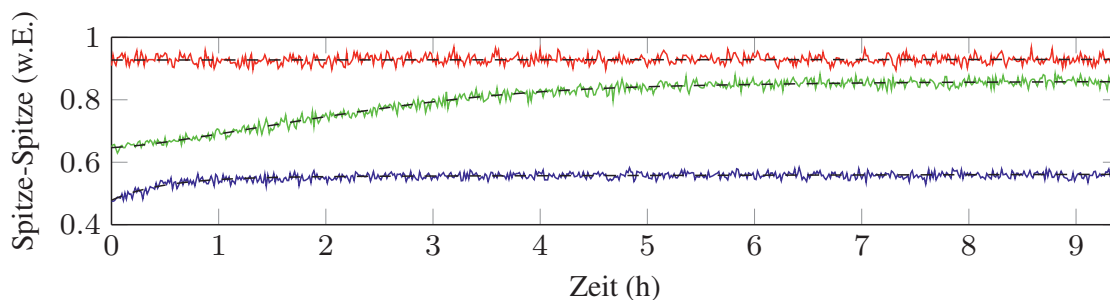
Hersteller	Marke	Topfzeit	Gelpunkt	Endfestigkeit
Klebstoffwerke Collodin GmbH	Collopox 903	10 min	1 h	10 h
Klebstoffwerke Collodin GmbH	Collopox 902	20 min	3 h	12 h

Tabelle 4.2: Herstellerangaben der 2-Komponenten Klebstoffe.

Die Messungen wurden jeweils über einen Zeitraum von 10 Stunden in einem Messraum mit 20 °C und ~50 % rel. Luftfeuchte durchgeführt. Die Messdaten wurden im Anschluss in mehrere Zeitfenster unterteilt, siehe Abbildung 4.11 (b, unten) und auf die Spitze-Spitze Werte der Reflexionen an den Grenzschichten ausgewertet. Die ermittelten Messdaten sind in Abbildung 4.12 für Collopox 902 in (a) und Collopox 903 in (b) aufgetragen.



(a) Collopox 902



(b) Collopox 903

Abbildung 4.12: Zeitlicher Verlauf der Spitze-Spitze-Werte der Reflexionen.

Abbildung 4.12 (a,b) zeigen jeweils die ermittelten Spitze-Spitze Werte der Reflexionsmessung der Einzelmessungen. Mit Hilfe einer Fit-Funktion erfolgt eine zeitliche Mittlung über die Messdaten und den Messzeitraum. Um sowohl Systemschwankungen als auch mechanische und temperaturabhängige Einflüsse auszuschließen, werden die Messdaten für die weitere Verarbeitung jeweils auf den Wert des ersten Reflexes normiert. Dadurch ist sichergestellt, dass lediglich durch die Probe hervorgerufene Änderungen berücksichtigt werden.

Die eingesetzte Referenzschicht ist planparallel und mit Bezug auf die Wellenlänge ausreichend glatt. Auf diese Weise können kleinste Veränderungen der Spitze-Spitze-Werte bzw. der Materialparameter, als Trend im Kurvenverlauf sichtbar gemacht werden. Im Folgenden wurden die Daten mit den in Abschnitt 4.3.1

beschriebenen Formeln ausgewertet. Die Ergebnisse sind in Abbildung 4.13 (a-c) für beide untersuchten Kleber dargestellt.

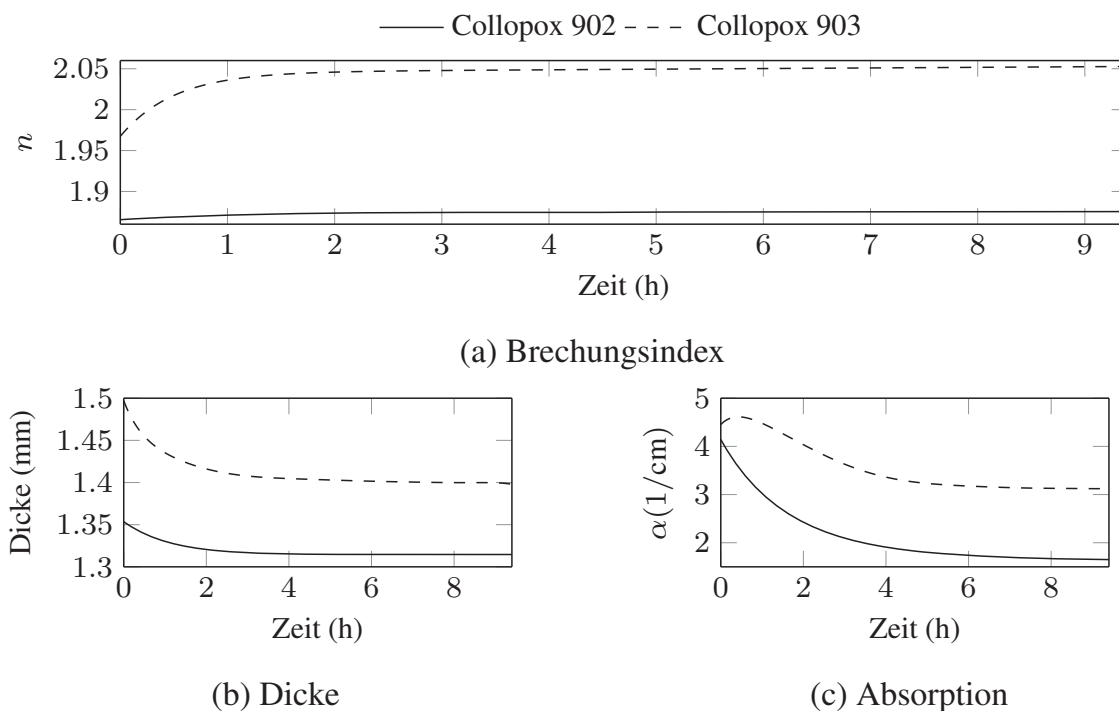


Abbildung 4.13: Zeitlicher Verlauf der extrahierten Materialparameter der untersuchten 2-Komponenten Epoxidharzkleber: Collopox 902 und Collopox 903.

Der Brechungsindex in Abbildung 4.13 (a) zeigt für beide Kleber einen mit der Zeit zunehmenden Wert. Die Brechungsindexänderung des Collopox 902 fällt im Vergleich zum Collopox 903 geringer aus und erstreckt sich über einen längeren Zeitraum. Die Dickenauswertung in Abbildung 4.13 (b) ist abhängig von dem Brechungsindexverlauf und von der veränderlichen Zeitposition des 3. Reflexes. Entsprechend der gängigen Literatur ist ein Volumenschrumpf bei der Aushärtung von Epoxidharzklebstoffen zu erwarten [151]. Die ermittelte Dicke nach 10 Stunden stimmt mit der mechanisch bestimmten gut überein. Um die ermittelten Materialparameter zu überprüfen, wurden die Proben nach dem vollständigen Aushärten nach 3 Tagen in Transmission im THz-TDS System (siehe Abschnitt 2.4.1) vermessen und ausgewertet. Die ermittelten Werte weisen eine gute Übereinstimmung mit den Reflexionswerten auf. Zur besseren Vergleichbarkeit werden die Daten im Frequenzbereich von 0,1 bis 0,5 THz gemittelt. Der Brechungsindex des Collopox 902 betrug nach 3 Tagen 2,053 und per Reflexionsmessung konnte ein Wert von 2,05 (siehe Abbildung 4.13 (a)) nach 10 Stunden Aushärtung ermittelt werden. Vergleichbare Ergebnisse konnten auch für den Collopox 903 erzielt werden. Hier ergibt sich ein Brechungsindex von 1,887 in Transmission und 1,875 für die Messung in Reflexion.



Die Methode eignet sich damit zur sensitiven und zuverlässigen Beobachtung von zeitlich veränderlichen Prozessen. Die Aushärtung von verschiedenen 2-Komponenten Epoxidharzklebern konnte erfolgreich beobachtet und auf die THz-Materialparameter zurückgeführt werden. Im folgenden Abschnitt wird die Methode auf Flüssigkeiten angewendet.

4.4 Untersuchung von Flüssigkeiten in Reflexion

Im vorangegangenen Abschnitt 4.3.1 wurde bereits angedeutet, dass diese Messmethode auch für die Untersuchung von anderen Materialien, insbesondere zur Überwachung von Prozessen, genutzt werden kann. Die Untersuchung von Flüssigkeiten mit Hilfe von THz-Systemen gestaltet sich oftmals schwierig. Diese betrifft insbesondere Flüssigkeiten mit hohem Wasseranteil. Aufgrund der hohen Absorption von Wasser [152, 153] können in Transmission nur sehr dünne Schichten im Bereich von 100 μm in speziellen Küvetten oder als dünner kontinuierlich laufender Film untersucht werden. Eine zuverlässige Messung erfordert auch hier eine abwechselnde Betrachtung von Probe- und Referenzmessung. Alternativ kann die Untersuchung in Reflexion erfolgen. Die Arbeiten von Jepsen et al. konzentrieren sich dabei ebenfalls auf die Untersuchung mit Referenzmaterial, werten die Daten jedoch im Frequenzbereich aus. Die Anforderungen an den Systemaufbau und die Stabilität sind hoch und können nur unter Laborbedingungen eingehalten werden [104].

Die unter dem Begriff ATR (*engl.: attenuated total reflection, ATR*) bekannte Untersuchungsmethode erweitert den THz-Pfad um ein Prisma, an dessen Oberseite eine Totalreflexion erfolgt. In der Regel kommen hier Siliziumprismen zum Einsatz [154, 155]. Durch das evaneszente Feld der reflektierten Welle kann über eine Probe- und Referenzmessung auf die Materialparameter der Probe zurückgerechnet werden. Die Methode stellt jedoch hohe Anforderungen an das Messsystem und liefert bereits bei kleinen Störeinflüssen und Phasenänderungen unzuverlässige und falsche Ergebnisse [84]. Für den industriellen Einsatz scheint diese Methode nur bedingt geeignet.

Mit Hilfe einer Wasser-Zucker-Lösung soll die Eignung der einfachen Reflexionsmethode mit eingebrachtem Referenzmaterial untersucht werden.

4.4.1 Wasser-Zuckerlösung: zeitliches Verhalten bis hin zur Kristallisation

Die im vorangegangenen Abschnitt vorgestellte Methode der Reflexionsmessung wird auf die Untersuchung von Flüssigkeiten übertragen und untersucht. Aufgrund der oftmals hohen Absorption von Flüssigkeiten kann lediglich der Grenzübergang



zwischen Probe und Referenzmaterial zur Charakterisierung der Probe herangezogen werden. Im Vordergrund steht dabei nicht die eindeutige Bestimmung der Materialparameter, sondern vielmehr die Untersuchung der Eignung als Sensorsystem zur Prozessüberwachung.

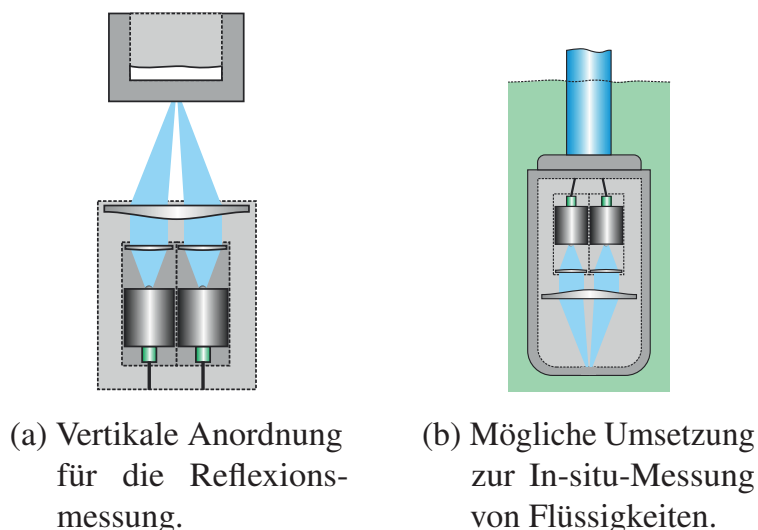
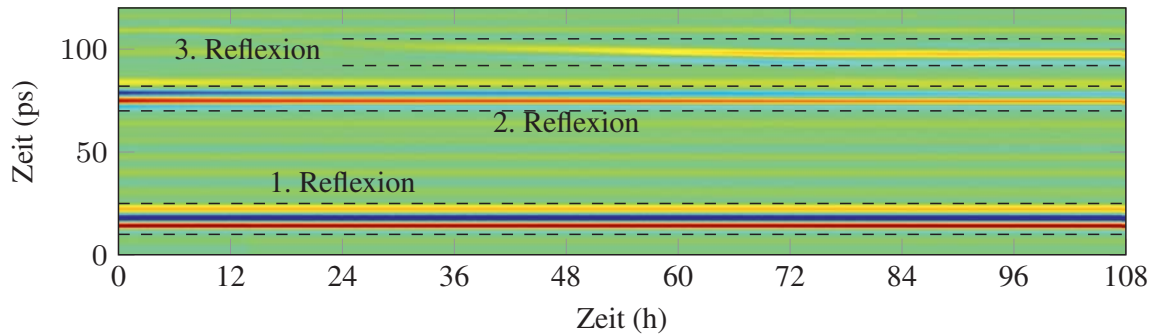


Abbildung 4.14: Realisierung der Reflexionsmessung als vertikaler Messaufbau (a) und Ausblick auf eine Tauchsonde (b).

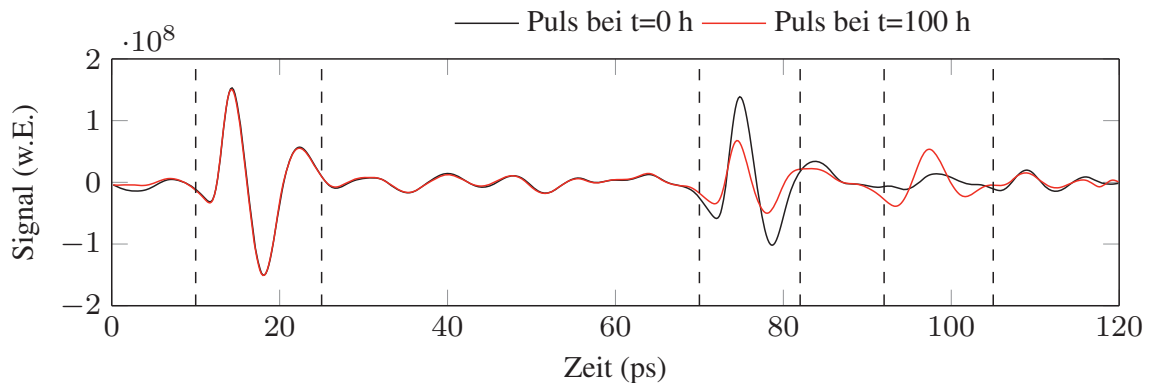
Für die Untersuchung wurde ebenfalls das THz-System aus Abschnitt 3.2.3 verwendet und analog zu Abschnitt 4.3 um ein bekanntes Referenzmaterial im Fokuspunkt des THz-Strahls ergänzt. In diesem Fall wurde ein PE-HD Kunststoffzylinder mit 60 mm Außen- und 30 mm Innendurchmesser als Messcontainer gewählt. Der Boden dient in der vertikalen Messanordnung nach Abbildung 4.14 (a) als Referenzmaterial und weist eine Stärke von 6 mm auf. Die Materialstärke stellt die zeitliche Separation vom ersten Reflex an der Außenseite und zweitem zwischen Referenz und Probe sicher. Für die Messung kommen ebenfalls Bow-Tie Antennen mit stark begrenzter Bandbreite zur Anwendung. Der Zylinder bietet ausreichend Raum für die zu untersuchende Flüssigkeit und ist in diesem Fall für den Zeitraum der Messung nicht verschlossen. In Abbildung 4.14 (b) ist bereits ein Ausblick für die mögliche Erweiterung und Anwendung zur Tauchsonde gegeben.

Für die Zuckerlösung wurde im Verhältnis 1,6:1 Zucker mit Wasser angesetzt und in den PE-HD Becher verfüllt. Die Lösung wurde unter Laborbedingungen bei 20°C und ~ 50% Luftfeuchtigkeit über einen Zeitraum von 108 Stunden mit dem THz-System in Reflexion vermessen.

Die Zeitbereichssignale wurden mit einem Messfenster von 120 ps und einer Messgeschwindigkeit von 3 Hz aufgezeichnet. Die hohe Anzahl an Messdaten ermöglicht das zeitliche Mitteln und erhöht damit die Messgenauigkeit. Durch den nach oben offenen Becher kann das Wasser im Verlauf der Messung entweichen



- (a) Aufsicht auf die Zeitbereichsdaten der THz-Reflexionsmessung. Die erste Reflexion tritt an der Grenzfläche von Luft/PE-HD auf, die zweite an PE-HD/Zucker und der dritte Puls von der Rückseite Zucker/Luft erwächst mit der Messzeit von 108 Stunden.



- (b) Ausgewählte Zeitbereichsdaten zu Beginn und nach 100 Stunden. Die relevanten Reflexionen sind jeweils markiert.

Abbildung 4.15: Langzeitmessung der Wasser-Zucker-Lösung mit PE-HD Behälter.

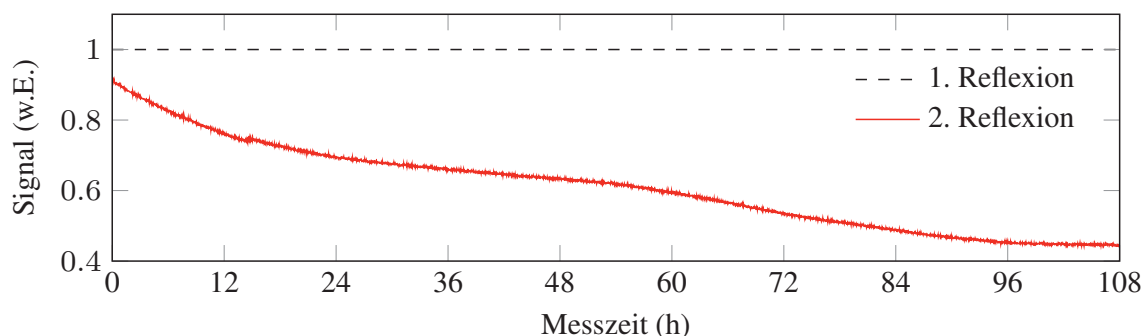
und die Lösung so reduzieren bzw. kristallisieren. Abbildung 4.15 (a) zeigt die Zeitbereichsdaten über der Messdauer von 108 Stunden. Die auftretenden Reflexionen an den einzelnen Grenzübergängen sind analog zu Abbildung 4.15 (b) markiert. Die Abbildung 4.15 (b) zeigt zwei Zeitbereichsmessungen zu den Zeitpunkten $t=0$ und $t=100$ h.

In Abbildung 4.15 (a) ist zu erkennen, dass die erste Reflexion am Übergang Luft zu PE-HD eine konstante Amplitude und Zeitposition aufweist. Der zweite auftretende Reflex entsteht am Übergang von PE-HD zur Zuckerlösung und zeigt ebenfalls eine feste zeitliche Position, jedoch ist bei diesem mit zunehmender Messzeit eine Abnahme der Signalamplitude zu erkennen. Bedingt durch die hohe Absorption des Wasseranteils entsteht der dritte Reflex erst nach mehreren Stunden, nachdem das Wasser größtenteils entwichen ist. Die zeitliche Lage des dritten Pulses variiert ebenso über der Messzeit, wie die Signalamplitude des Pulses. Im

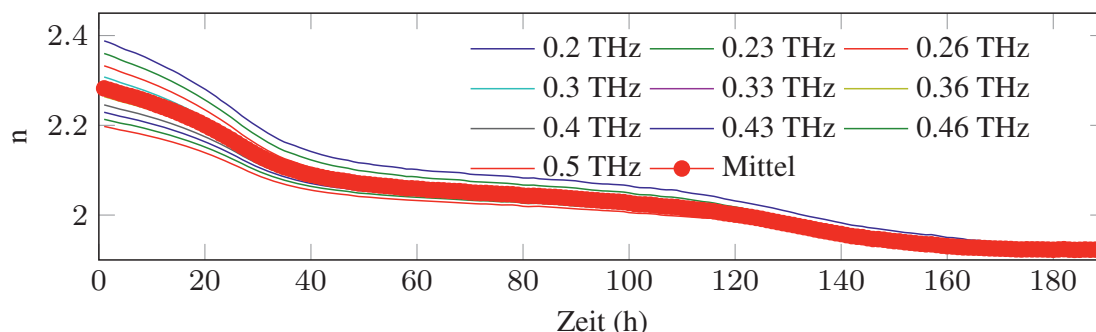
Folgendes erfolgt die Auswertung der Zeitbereichsdaten und der Vergleich mit der ATR-Methode.

4.4.2 Interpretation und Vergleich mit ATR

Wendet man den in Abschnitt 4.3.1 entwickelten Formalismus auf die Messdaten an, kann der Brechungsindex, die Dicke und schließlich die Absorption bestimmt werden. Wesentlicher Bestandteil der Auswertungsmethode ist die Referenzierung bzw. Normierung der Spitze-Spitze Daten des Zeitbereichssignals auf den ersten Reflex an der Referenzschicht. Abbildung 4.16 (a) zeigt die normierten Pulsamplituden für den ersten und den zweiten Reflexpuls über die Messdauer von 108 h. Die Amplitude des zweiten Pulses ist direkt proportional zur Brechungsindexänderung der Zuckerlösung (siehe Gleichung 4.18). Bereits durch diese Normierung kann die zeitliche Änderung des Brechungsindex sichtbar gemacht werden. Aufgrund der hohen Messgeschwindigkeit können durch zeitliches Mitteln Messfehler ausgeschlossen werden und bereits kleine Veränderungen sichtbar und messbar gemacht werden.



(a) Extrahierte Spitze-Spitze Werte der Langzeitmessung in Reflexion normiert auf den ersten Puls.



(b) Ausgewertete Brechungsindizes der ATR Untersuchung für ausgewählte Werte im Frequenzbereich von 0,2-0,5 THz.

Abbildung 4.16: Vergleich der Messdaten aus ATR- und THz-Reflexionsmessung.



Um die Messdaten zu verifizieren, wurde eine THz-ATR Messung mit einer Zuckerlösung durchgeführt. Der ausgewertete Brechungsindex ist für ausgewählte Frequenzen in Abbildung 4.16 (b) über der Messzeit von 190 h aufgetragen. Aufgrund abweichender Probenvolumina und verschiedenen Probenbehältern (freie Oberfläche) liegen abweichende Messzeiten vor. Die Mittelung des Brechungsindex von 0,2 bis 0,5 THz entspricht dem Frequenzbereich der Reflexionsmessung mit den Bow-Tie Antennen. Die normierten Daten der Reflexionsmessung und die errechneten Daten der ATR-Messung zeigen eine große Ähnlichkeit im Kurvenverlauf. Im Verlauf der Messkurve lassen sich mehrere Stufen und Phasen analog für beide Messverfahren identifizieren. Beginnend mit der Wasserverdunstung ist daran anschließend die einsetzende Kristallisation der Zuckerkristalle zu beobachten, welche bis zum Ende der Messzeit in einen auskristallisierten Zustand übergeht.

Auf einen direkten Vergleich der Brechungsindices wird an dieser Stelle aufgrund der abweichenden Messzeiten verzichtet. Die Messung zeigt jedoch die Eignung der THz-Reflexionsmethode mit Pulsnormierung zur Untersuchung von zeitlich veränderlichen Prozessen.

Eine Anwendung der Methode in einem industriellen Umfeld scheint denkbar, erfordert jedoch eine vorangehende umfangreiche Untersuchung und Charakterisierung des zu überwachenden Prozesses. Eine mögliche Umsetzung als Tauchsonde ist bereits in Abbildung 4.14 (b) gezeigt. Neben der Untersuchung von Flüssigkeiten, z.B. in der Papierindustrie, stehen auch doppelbrechende Materialien im Interesse der Industrie. Die nachfolgende Untersuchung ermöglicht die zuverlässige Bestimmung der optischen Achsen einer doppelbrechenden Probe in Reflexion.

4.5 Untersuchung von doppelbrechenden Materialien

Eine weitere potentielle Anwendung der THz-Reflexionsmessung im industriellen Umfeld kann die Untersuchung von doppelbrechenden Materialien sein. Insbesondere im Feld der Kunststoffverarbeitung und der Verbundwerkstoffe besteht starkes Interesse an einer zerstörungsfreien, schnellen und kostengünstigen Technik. Bisherige Methoden nutzen Referenz- und Probemessung einer polarisationsabhängigen THz-Transmissionsmessung zur Bestimmung des Brechungsindex bzw. der polarisationsabhängigen Doppelbrechung [156, 157]. Diese Methode liefert zuverlässige und belastbare Ergebnisse, stellt jedoch hohe Anforderungen an das Messsystem in Bezug auf die Langzeitstabilität und setzt in der Regel Laborbedingungen voraus. Zum einen muss sichergestellt sein, dass jede Messung an der Probe an der gleichen Stelle erfolgt. Zum anderen muss, um Temperatureinflüsse und Leistungsschwankungen berücksichtigen zu können, im festen Abstand jeweils eine Referenzmessung erfolgen. Abhängig von der Probenform und -größe kann sich

dies als schwierig erweisen; eine Anwendung im industriellen Umfeld erscheint daher zum derzeitigen Zeitpunkt ausgeschlossen.

Die Gruppe um Wiesauer und Katletz et al. konnte bereits THz-Reflexionsmessungen zur Bestimmung der Doppelbrechung präsentieren. Das Verfahren basiert auf speziellen THz-Antennen, die parallel beide Polarisationsrichtungen der reflektierten THz-Welle detektieren können. Eine kommerzielle Ausführung dieser Antennen ist derzeit nicht verfügbar. Zudem wurden die Messungen unter Laborbedingungen mit einem optischen Freistrahlsystem durchgeführt, was eine Umsetzung in der Industrie erschwert [158]. Im folgenden Abschnitt wird eine Methode zur Bestimmung der Hauptachsen der Doppelbrechung untersucht und vorgestellt.

4.5.1 Methode und Motivation

Ausgangspunkt für die Untersuchung der Doppelbrechung in Reflexion ist die mobile und kompakte Reflexionssonde nach Abschnitt 3.2.3. Die Anordnung wurde in vertikaler Ausrichtung so justiert, dass ein Referenzblock aus PE-HD als Auflage für die zu untersuchende Probe dient. Bei der Probe handelt es sich um eine LCP (*engl.: liquid crystal polymer, LCP*) Platte mit 30 Vol.% Glasfaseranteil. Bedingt durch die Herstellung der Probe im Spritzgussverfahren weist die Probe einen Gradienten in der Verteilung und der Struktur auf. Die Platte hat eine Materialstärke von 2,95 mm und wurde bereits in vorangehenden Messungen durch Rutz et. al und Jördens et al. [156, 157] auf Doppelbrechung untersucht und analysiert.

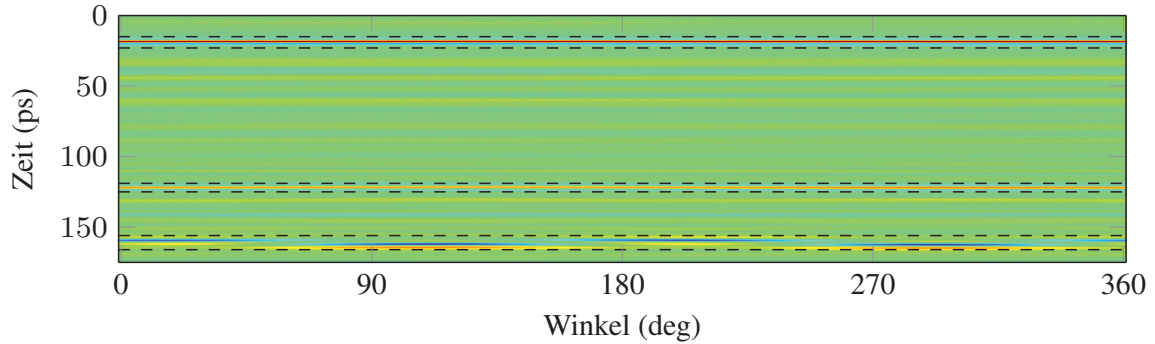
Zielsetzung der Untersuchung in Reflexion mit der kompakten Reflexionssonde, ist zum einen die Vereinfachung der Auswertung und zum anderen die Beseitigung der Nachteile der bisherigen Analysemethoden mit THz-TDS Systemen. Bedingt durch die feste Anordnung der THz-Antennen in der Reflexionssonde liegt auch eine konstante Polarisationslage der THz-Welle an der Referenzebene bzw. im Fokuspunkt vor. Dies soll für die Analyse ausgenutzt werden und mit der Kenntnis der Probenstärke die Berechnung der Doppelbrechung der Probe ermöglichen. Durch Drehen der Probe auf der Referenzebene bzw. Drehen der Reflexionssonde um die Mittelachse, kann die Probe mit veränderter Polarisationslage vermessen werden.

In den Messdaten zeigt sich der veränderliche Brechungsindex anhand einer Amplitudenänderung des zweiten Reflexpulses und zusätzlich durch die Laufzeit des dritten Pulses durch die Probe. Durch die Untersuchung in Reflexion durchläuft der dritte Reflexpuls die Probe zweifach und verstärkt damit den Effekt. Um die Doppelbrechung zu errechnen, ist damit lediglich die Kenntnis der Probendicke erforderlich.

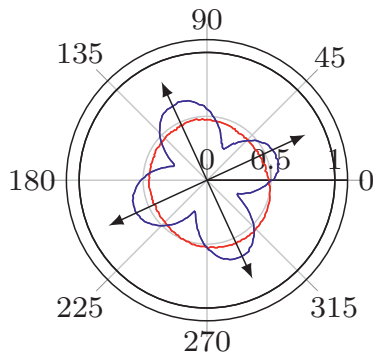
Im Folgenden wird die Methode anhand der LCP Probe überprüft.



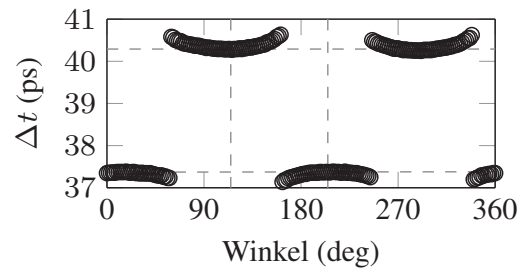
4.5.2 Bestimmung der Doppelbrechung einer Probe



(a) Zeitbereichsmessung über den Winkelbereich von 0° bis 360° .



(b) Auf den ersten Reflexpuls (schwarz) normierten Amplituden der Reflexe: PE-HD zu LCP (rot) und LCP zu Luft (blau).



(c) Bestimmung der Doppelbrechung mit Hilfe der Kreuzkorrelation und Bestimmung des Laufzeitunterschieds.

Abbildung 4.17: Einfache Bestimmung der Doppelbrechung einer LCP Probe mit THz-Reflexionsmessungen.

Zur Untersuchung wurde die Probe auf der 10 mm dicken PE-HD Referenzebene mittig platziert und im Fokuspunkt der THz-Strahlung über den Winkelbereich von 0° bis 360° schrittweise gedreht. Für jeden Winkelschritt wurde das THz-Zeitbereichssignal aufgenommen. Abbildung 4.17 (a) zeigt die Messdaten über dem Winkelbereich aufgetragen. Zur Verdeutlichung sind die auftretenden Reflexe markiert (schwarz gestrichelt). Der Referenzreflex von Luft/PE-HD liegt bei 15 ps, der von PE-HD/LCP bei 120 ps und der rückseitige Reflex von LCP/PE-HD im Bereich von 160-170 ps. Die Messdaten zeigen eine feste zeitliche Lage der ersten beiden Reflexe und eine variierende Position des dritten Pulses. Hinsichtlich der Signalamplitude zeigt der erste Reflex ein konstantes Verhalten, beim zweiten Puls ist bereits eine Amplitudenänderung sichtbar und beim dritten deutlich zu erkennen.

In Abbildung 4.17 (b) sind die auf den ersten Reflex normierten Amplitudenwerte als Polarplot dargestellt. Der erste Reflex von Luft zu PE-HD ist schwarz, der zweite von PE-HD zu LCP in rot und der Reflex von der Rückseite blau dargestellt. Sowohl die rote als auch die blaue Kurve weisen eine Winkelabhängigkeit auf. Der an der Grenzschicht von PE-HD zu LCP entstandene Reflex weist eine elliptische Form auf und ist direkt proportional zu dem Brechungsindex der LCP-Probe an der Oberfläche. Die Ellipse gibt entsprechend ihres Radius die Lage der Haupt- und Nebenachse der Doppelbrechung an. Deutlicher zu erkennen ist die Lage der Achsen der Doppelbrechung bei Betrachtung der normierten Amplitude des dritten Reflexes, der an der Rückseite beim Übergang von LCP zu Luft auftritt. Nach zweimaligem Probendurchlauf mit der Dicke $d=2,94$ mm ist die Lage der Achsen deutlich separiert zu erkennen. Die zugehörigen Positionsdaten Δt aus einer Kreuzkorrelation des zweiten und dritten Reflexes sind in Abbildung 4.17 (c) aufgetragen und lassen die direkte Berechnung der Doppelbrechung der Probe zu.

$$\Delta n_{\text{LCP}} = \frac{\Delta t_{\text{LCP}} \cdot c_0}{2 \cdot d_{\text{LCP}}}, \quad (4.21)$$

verknüpft den Laufzeitunterschied mit der konstanten Materialstärke d und ermöglicht die Berechnung der Doppelbrechung. Für die vorliegende Probe ergibt sich an der untersuchten Stelle eine Doppelbrechung von $\Delta n_{\text{LCP}} = 0,1484$. Der Wert liegt im erwarteten Bereich und ist in guter Übereinstimmung mit den Daten, die in Transmission ermittelt wurden [156, 157]. Zwar kann über die Methode nur ein mittlerer Wert der Doppelbrechung bestimmt werden, jedoch ist dieser für eine Beurteilung der Probe in der Regel ausreichend.

Die vorgestellte Methode zeichnet sich durch den einfachen Ansatz und die Zeitbereichsauswertung aus und bietet das Potential, als industrielle Messmethode eingesetzt zu werden. Denkbar ist eine kompakte Reflexionssonde analog zu Abbildung 4.14 (b), bei der die THz-Antennen als Modul automatisiert um die Mittelachse gedreht werden bzw. feste Positionen anfahren. Die Sonde kann mit der Referenzlage Systemschwankungen erkennen und kompensieren. Eine punktweise Bestimmung der Doppelbrechung kann mit einer Rastermessung zu einem THz-Bild erweitert werden. Limitierende Faktoren für die Anwendbarkeit der Methode sind: die Probenabmessung, das Messfenster und die Notwendigkeit für des Auftreten des rückseitigen Reflexes.

4.6 Zwischenfazit

Zusammenfassend wird festgehalten, dass die THz-Reflexionsmessungen eine potentielle Anwendung für industrielle Mess- und Sensortechnik darstellen. Bereits die Auswertung der Zeitbereichsdaten kann oftmals die Problemstellungen und die Messaufgaben lösen. Eine besonders vielversprechende Anwendung ist die



Wandstärkenbestimmung von Kunststoffrohren direkt während des Herstellungsprozesses. Bei der Untersuchung von Rohren mit geschäumtem Anteil bietet die THz-Technik deutliche Vorteile gegenüber bestehenden Technologien wie der Ultraschallmessung, die diese Messaufgabe nicht lösen können [144].

Aber auch die kontinuierliche Überwachung von zeitabhängigen Prozessen, Flüssigkeitskonzentrationen und Reaktionsprozessen ist mit einer einfachen Reflexionsanordnung und der Möglichkeit zur Selbstreferenzierung zuverlässig durchführbar. Die Überwachung in Reflexionsanordnung behebt identifizierte Probleme der Systemstabilität und verbessert die Praxistauglichkeit deutlich.

Die zu erwartende Steigerung und Verbesserung der Leistungsfähigkeit der THz-Systeme bietet das Potential zur zeitlichen Beobachtung von Prozessen und schnellen Messungen, z.B. mit der Reflexionssonde zur Bestimmung der Doppelbrechung.

Das nun anschließende Kapitel 5 beleuchtet die Eignung der THz-QTDS Technik als kostengünstige Alternative zu den hochpreisigen THz-TDS Systemen. Im Mittelpunkt steht dabei die Verbesserung der Systemleistung und die Reduzierung der Systemkosten.



5 THz-QTDS - eine kostengünstige und gleichwertige Alternative?

Im Mittelpunkt des vorliegenden Kapitels stehen die THz-QTDS Systeme und deren Umsetzung als zuverlässiges und kostengünstiges THz-Messsystem. Der THz-QTDS Technik wird auf Grund der kompakten Laserquelle in Form einer MMLD und den damit verbundenen geringen Kosten ein großes Potential für den Einsatz in der zerstörungsfreien Messtechnik und der industriellen Prozessüberwachung attestiert. Die Technik ist sowohl unter dem Namen QTDS als auch unter der Bezeichnung Kreuzkorrelationsspektroskopie (*engl. cross correlation spectroscopy*) bekannt und vereint das Funktionsprinzip des Photomischens mit einer der THz-Zeitbereichsspektroskopie stark ähnlichen Signalform [44–46].

Im Gegensatz zu der Zeitbereichsspektroskopie mit fs-Laser unterliegt die QTDS Technik jedoch gewissen Einschränkungen. So erzeugen die THz-QTDS Systeme zwar vergleichbare THz-Signalformen, weisen jedoch nur ein diskretes Frequenzspektrum und geringe Signalleistungen auf. Prinzipiell stehen für die Datenauswertung die etablierten Auswertelgorithmen der THz-Zeitbereichsspektroskopie zur Verfügung und können in der Regel ohne weitere Anpassungen mit den QTDS-Messdaten Anwendung finden (siehe Scheller et. al. [45]). Oftmals ist es möglich, die gleichen Aufgaben- und Problemstellungen mit beiden Systemformen erfolgreich zu bearbeiten und zu lösen [45, 159].

Der Nachweis, dass die THz-QTDS Technik durch die günstige und kompakte Laserquelle einen Vorteil ausspielt und die Systemkosten damit signifikant senkt, ist bisher noch nicht erbracht. So besteht weiterhin der Bedarf an Messelektronik, Verfahrenheit und mechanischen Komponenten zur Justage. Im folgenden Abschnitt 5.1 wird ein kompaktes QTDS-System auf Basis günstiger und optimierter Systemkomponenten vorgestellt. Anschließend erfolgt in Abschnitt 5.2 die Einführung in ein weiteres Systemkonzept, mit dem Ziel, die Gesamtkosten des Systems deutlich zu senken und die Baugröße weiter zu reduzieren.

5.1 THz-QTDS System: kompaktes klassisches Konzept

Prinzipiell kann ein klassisches THz-Spektrometer (siehe Kapitel 2.1.1) mit einem Laser- und Antennentausch direkt zu einem THz-QTDS System umgerüstet werden. Der Preis würde sich in diesem Fall um den Faktor der Laserquelle reduzieren, jedoch tragen die übrigen Systemkomponenten weiterhin zu einem hohen Systempreis bei - der Vorteil der kostengünstigen MMLD würde sich auf Grund der eingeschränkten Leistungsfähigkeit nicht durchsetzen.



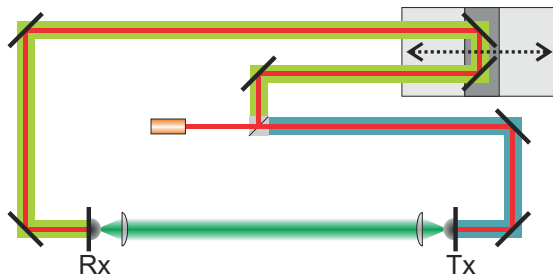
In diesem Abschnitt steht die Optimierung der Systemkomponenten und die Verkleinerung der Systemabmessungen des THz-QTDS Systems im Vordergrund. Ziel ist es, bei vergleichbarer Signalqualität die Systemkosten der THz-QTDS Technik weiter zu senken. Im Folgenden wird ein kompakter Aufbau vorgestellt und diskutiert.

5.1.1 Aufbau und Konzept

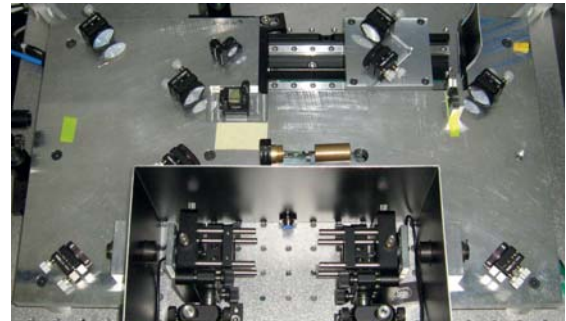
Ein wesentliches Merkmal der THz-QTDS Technik ist die kohärente Detektion des THz-Signals mit Amplituden- und Phaseninformation. Wegen der endlichen Kohärenzlänge und nicht fester Phasenlage der Lasermoden der MMLD muss ein besonderes Augenmerk auf die Längenkonvention des THz-Systems gelegt werden. Die Konvention setzt den optischen Emitterpfad l_E , den THz-Pfad l_{THz} und die Länge des optischen Detektorpfads l_D in ein festes Verhältnis. Mit Hilfe der Verzögerungsstrecke kann das Verhältnis um Δx um den Nullpunkt verändert und der Puls zeitlich abgetastet werden. Grundsätzlich gilt folgende Konvention:

$$l_E + l_{THz} = l_D \pm 2 \cdot \Delta x. \quad (5.1)$$

Der schematische Aufbau eines kompakten THz-QTDS Systems mit farblich kodierten Pfaden ist in Abbildung 5.1 (a) gezeigt.



(a) Schematischer Aufbau eines THz-QTDS Systems nach klassischem Konzept.



(b) Bild eines realisierten THz-QTDS Systems.

Abbildung 5.1: Schematische Darstellung eines THz-QTDS Systems (a) mit markierten Pfaden: optischer Detektorpfad l_D , optischer Emitterpfad l_E und THz-Pfad l_{THz} . (b) Foto des realisierten THz-QTDS Systems.

Eine Umsetzung des THz-QTDS Systems ist in Abbildung 5.1 (b) zu sehen. Die kompakte MMLD (660 nm, 80 mW) wird mit zwei Spiegeln nivelliert und mit einem polarisationsabhängigen Strahlteiler in Emitter- und Detektorarm aufgeteilt.



Durch die Ausrichtung des polarisierten Lasers kann die Leistung zwischen den optischen Armen stufenlos eingestellt werden. Der optische Emitterpfad läuft über zwei Spiegel direkt zu der Emitterantenne. Eine optische Linse bildet den Laserstrahl auf die Antennenstruktur ab und kann über die Halterung mit einem Feingewinde in der Fokusebene verschoben werden.

Der Detektorpfad verläuft vom Strahlteiler ausgehend über einen Spiegel in die Verzögerungsstrecke. Nach der Verzögerungsstrecke erfolgt die Strahlführung über zwei weitere Spiegel analog zur Senderseite auf die Detektorantenne. Die Wegstrecken entsprechen bei Mittelposition der Verfahrenseinheit der Laufzeitkonvention (Gleichung 5.1) und stellen sicher, dass das Signal an der Detektorantenne zeitlich abgetastet werden kann.

Bereits der schematische Aufbau deutet an, dass neben der Auslegung als kompaktes Messsystem auch die Optimierung und Reduzierung der einzelnen Komponenten im Mittelpunkt steht. Zunächst wird für das System eine feste optische Strahlhöhe von 15 mm vorgegeben. Dies ermöglicht auf Grund der reduzierten Freiheitsgrade eine einfachere Positionierung der Komponenten und erleichtert die spätere Justage. Durch die direkte Montage der Komponenten, wie z.B. Spiegel und Linsenhalter, auf der Trägerplatte können bereits viele Bauteile eingespart werden. Als kritisch und besonders sensitiv ist die Positionierung der THz-Antennen im optischen Strahlengang anzusehen. Durch die Halterung der optischen Linse in einem Zylinder mit Außengewinde kann die Fokussierung auf der THz-Antenne verändert werden. Typischerweise wird dies in konventionellen THz-Systemen durch die Verwendung von teuren XYZ-Lineartischen gelöst. Die Lineartische weisen sehr niedrige mechanische Toleranzen auf, nehmen baubedingt viel Platz in Anspruch und tragen auch zu den hohen Systemkosten bei.

Weiterhin wurde bei der Verzögerungsstrecke der Retroreflektor durch zwei unter 90 Grad zueinander angeordnete Spiegel ersetzt. Für die THz-Erzeugung wurden als Sender und Empfänger 200 μm Dipolantennen auf Basis von LT-GaAs eingesetzt. Die Halbleiterchips wurden zunächst auf einer hyper-hemisphärischen Siliziumlinse positioniert und mit einem UV-härtenden Kleber fixiert. Die Linse ist mit einer Platine verklebt und elektrisch mit der Antennenstruktur verbunden. Die Antennen werden üblicherweise mit einem XYZ-Tisch im optischen Fokuspunkt positioniert, um eine effiziente THz-Erzeugung zu erzielen. Um diese hochpreisigen Komponenten zu ersetzen, wurde der Antennenhalter lediglich als XY-Lineareinheit mit kleinem Verfahrensweg realisiert. Die Einstellung des Fokuspunktes wird in diesem System durch die Halterung der optischen Linse realisiert. Zwar erfordert diese Art der Justage gegenüber den herkömmlichen Methoden zunächst einen erhöhten Aufwand, stellt im weiteren jedoch keinen Nachteil für den späteren Betrieb dar. Die THz-Strahlung wird über PE-HD Linsen anstatt über Off-Axis Parabolspiegel geführt.



Um dem klassischen Konzept eines THz-Systems zu genügen, ermöglicht die Verschiebeeinheit eine definierte Wegstrecken- bzw. Laufzeitänderung des Emitter- und Detektorpfads zueinander. Im Unterschied zu der hochpräzisen Einheit PI M-521.DG (ca. 5.500 €) aus dem THz-TDS System, siehe Kapitel 2.4.1, kommt hier eine vereinfachte und günstigere Version mit der Bezeichnung M-403.4PD (ca. 2.000 €) zum Einsatz.

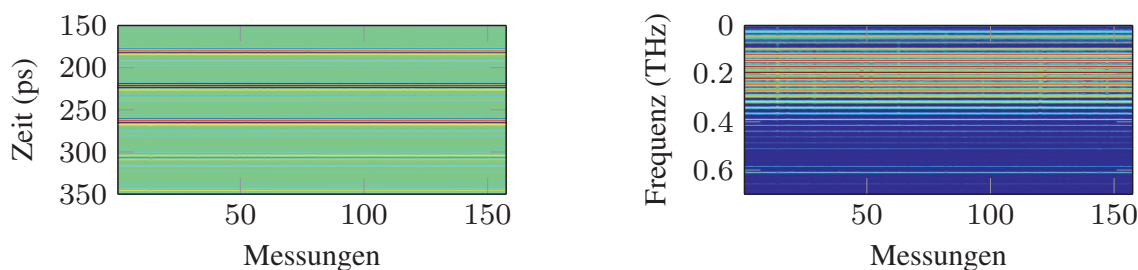
Die Datenaufnahme erfolgt weiterhin mit Hilfe eines Lock-In Verstärkers. Aufgrund des zu erwartenden Signalpegels bietet sich diese Methode an, da durch die Modulation des Sendesignals eine Detektion der Signale nahe dem Rauschlevel erreicht werden kann. Für die durchgeführten Untersuchungen kommen die Modelle Stanford Research SR 830 (ca. 6.000 €) oder SR 810 zum Einsatz. Für die Messungen wurde der Lock-In über die Steuereinheit der Verschiebestrecke getriggert, damit später ein direkter Bezug zwischen Wegstrecke und Messsignal vorliegt.

Die für den Lock-In Betrieb notwendige Modulation des Nutzsignals erfolgt über die Vorspannung der THz-Sendeantenne. Durch dieses Verfahren wird das THz-Signal direkt moduliert und der Einfluss von Störquellen kann damit gegenüber der optischen Modulation reduziert werden. Quelle für die Modulationsfrequenz ist dabei der Lock-In selbst. Das Frequenzsignal des Lock-In Verstärkers wird mit Hilfe eines zusätzlichen Verstärkers auf eine Spannung von $\pm 20 V$ gebracht. Im Folgenden wird das vorgestellte System auf Stabilität und den Einfluss von optischen Reflexionen untersucht.

5.1.2 Untersuchung der Systemstabilität

Um die zuverlässige und reproduzierbare Funktion des beschriebenen Systems zu testen, wird zunächst eine Langzeitmessung durchgeführt. Da die Pfadlängen des Systems so ausgelegt sind, dass die Konvention nach Gleichung 5.1 etwa bei der Mittelposition der Verzögerungsstrecke erfüllt ist, kann um diesen Nullpunkt gemessen werden. Abbildung 5.2 (a) zeigt die Messdaten der Langzeitmessung über einen Zeitraum von 12 Stunden als Draufsicht mit einem Bereich von 200 ps. Aufgenommen werden die Messdaten mit einer Messgeschwindigkeit von 2 ps/s und einer Integrationszeitkonstanten von $t_c = 30$ ms. Die erwartete periodische Pulsstruktur mit $\Delta T = 1/\Delta f_{\text{MMLD}} = 41,15$ ps ist im Zeitbereichssignal deutlich zu erkennen. Die Messsignale der einzelnen Pulse weisen sowohl eine konstante Signalamplitude und -form sowie Lage der Zeitachse auf. In Abbildung 5.2 (b) ist die Fourier-Transformation in normierter logarithmischer Skalierung als Draufsicht aufgetragen. Die diskreten Frequenzen sind deutlich zu erkennen und weisen ein maximales SNR von 55 dB auf. Die veränderliche spektrale Amplitude ist maßgeblich durch die Resonanz der 200 μm Dipolantennen dominiert. Zusätzlich verursachen

auftretende Doppelpulse, hervorgerufen an der Grenzfläche beim Übergang von Antennensubstrat zu Siliziumlinsen, Einbrüche im Spektrum. Diese werden im Folgenden jedoch nicht weiter betrachtet, da sich diese konstant verhalten und die Funktion nicht beeinträchtigen.



(a) Zeitbereichsdaten der Langzeitmessung über 12 Stunden mit einem Ausschnitt über 200 ps um den Nullpunkt des Spektrometers.

(b) Spektrum der Langzeitmessung in normierter logarithmischer Skalierung mit einem maximalen SNR von 55 dB.

Abbildung 5.2: Langzeitmessung des kompakten QTDS-System über 12 Stunden.

Die in Abbildung 5.2 (a) gezeigten Messdaten weisen über die Messdauer von 12 h ein konstantes und stabiles Verhalten der einzelnen Pulse auf, jedoch variiert die Amplitude der Pulse über den Messbereich der Einzelmessung. Im Folgenden wird dieses Verhalten ausführlicher betrachtet.

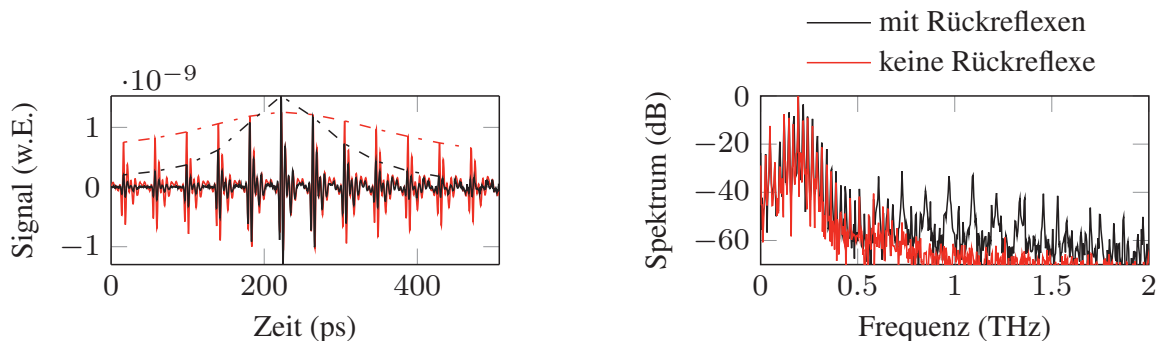
5.1.3 Stabilität des Systems - Reflexionen im optischen Pfad

Bedingt durch die kompakte Realisierung als optischer Freistrahlaufbau, können innerhalb der Strahlführung Reflexionen und Rückkopplung auftreten. In den herkömmlichen Aufbauten verhindern optische Isolatoren die Rückkopplung der Laserstrahlung in die Laserdiode. Bei den vorgestellten THz-QTDS Systemen wurde auf den Einsatz von optischen Isolatoren verzichtet, da diese für den genutzten Wellenlängenbereich von 660 nm nur zu einem sehr hohen Preis erhältlich sind. Scheller et. al. haben durch die selektive Rückkopplung ausgewählter Moden der Laserstrahlung in die MMLD den Einfluss auf das THz-Signal und die enthaltenden Frequenzen untersucht [160]. Systembedingt auftretende Rückkopplungen wurden bisher jedoch noch nicht betrachtet.

Als Hauptursache für die auftretenden Rückreflexe im optischen Teil des untersuchten THz-QTDS Systems wurden die THz-Antennen identifiziert. Der kollimierte Laserstrahl wird über eine antireflexbeschichtete Linse auf die Antennenstruktur fokussiert, um die Ladungsträger im Halbleitermaterial anzuregen. Ein Teil des



optischen Lichts wird an der Oberfläche reflektiert und läuft Richtung Ursprung - für den Fall einer exakten Justage - direkt in die MMLD.



(a) Zeitbereichsmessung über 500 ps für verschiedene Rückreflexe in die MMLD. Zusätzlich dargestellt ist die Einhüllende des THz-QTDS Pulszuges.

(b) Dazugehörige Fourier-Transformation der Zeitbereichsdaten.

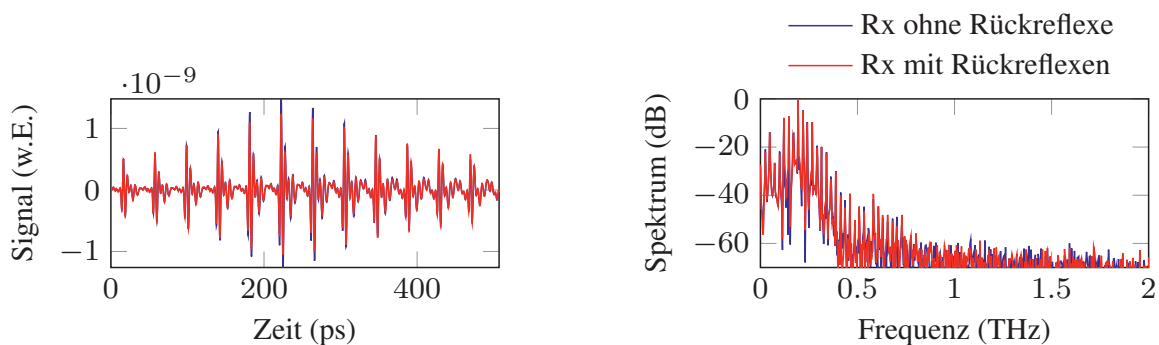
Abbildung 5.3: Einfluss von Rückreflexen in die Laserdiode auf das THz-Signal.

Abbildung 5.3 (a) zeigt die gemessenen THz-QTDS Zeitbereichssignale über einem Messfenster von 500 ps für die Fälle mit und ohne Rückreflexe der THz-Antennen in die MMLD. Die Messdaten lassen erkennen, dass die Einhüllende, über die periodischen Pulse des Messbereichs, eine abweichende Form aufweist. Zwar haben die Pulse um den Nullpunkt bei 220 ps eine nahezu gleiche Signalamplitude, jedoch fallen die Amplituden der periodischen Pulse bei Rückreflexion mit zunehmendem Abstand zur Nullposition stärker ab. Weiterhin zeigen die Pulse mit größerem Abstand zur Nullposition eine zusätzliche Entartung sowohl in Form als auch Struktur. Bei der Messung ohne Rückreflexe treten diese Effekte deutlich schwächer und kaum wahrnehmbar auf.

Betrachtet man die Fourier-Transformation der gesamten Messung, dargestellt in Abbildung 5.3 (b), zeigt sich ein deutlich unterschiedliches Verhalten der Signale. Die Messung ohne Rückreflexe liefert das erwartete Spektrum, welches der Laserbandbreite und den darin enthaltenen Moden entspricht. Hingegen treten für den Fall mit Rückreflexen zusätzliche Linien und Artefakte im Spektrum auf.

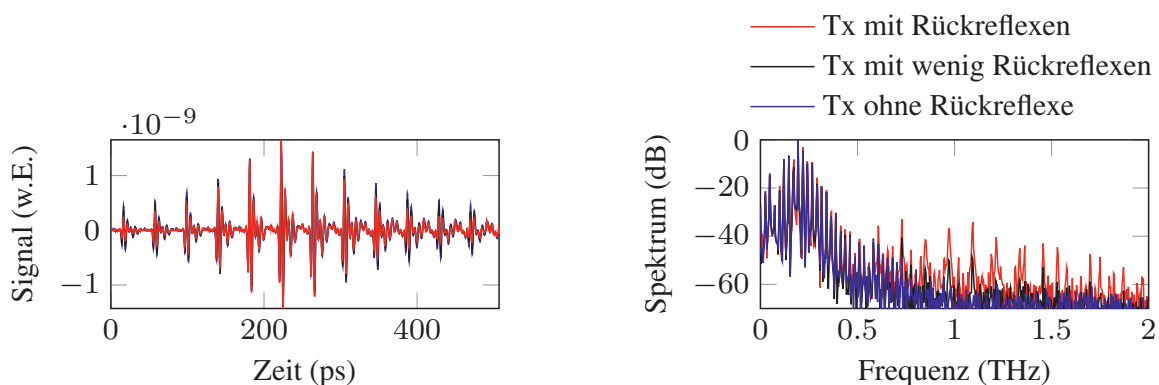
Im Folgenden wird das Auftreten der zusätzlichen spektralen Linien und Artefakte genauer untersucht, dazu werden nacheinander verschiedene definierte Zustände mit dem System einjustiert und vermessen.

Die Abbildung 5.4 (a-d) zeigt die Messdaten der definierten Zustände im Zeit- und Frequenzbereich. In Abbildung 5.4 (a,b) wurde der optische Emitterpfad so justiert, dass keine Rückreflexe in die MMLD laufen. Für den Detektorpfad wurde



(a) Rückreflexe des Detektorpfades in die Laserdiode: Zeitbereich.

(b) Rückreflexe des Detektorpfades in die Laserdiode: Spektrum.



(c) Rückreflexe des Emittierpfades in die Laserdiode: Zeitbereich.

(d) Rückreflexe des Emittierpfades in die Laserdiode: Spektrum.

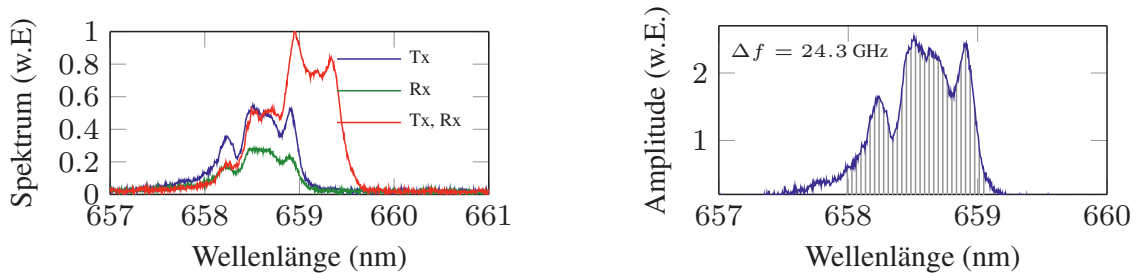
Abbildung 5.4: Einfluss der Rückreflexe aus Emittier- und Detektorpfad auf die Laserdiode und das resultierende THz-Signal.

die Situation mit und ohne Rückreflexe eingerichtet und gemessen. Zwar zeigen sowohl die Zeit- als auch die Frequenzbereichsdaten kleine Abweichungen, jedoch treten keine wesentlichen Veränderungen in Struktur, Form und den spektralen Linien auf.

Anders stellt sich die Situation in Abbildung 5.4 (c,d) dar. Das System wurde für diese Messungen so eingerichtet, dass keine Reflexe aus dem Detektorpfad in die MMLD laufen. Stattdessen wurden verschiedene Situationen für die Emittierseite eingerichtet. Gemessen wurden die Einrichtung ohne, mit teilweiser und voller Rückkopplung der Laserstrahlung in die MMLD. Die Messdaten bestätigen das dargestellte Verhalten aus Abbildung 5.3. Mit zunehmender Rückkopplung nimmt die Amplitude der Pulseinhüllenden mit Entfernung vom Nullpunkt stärker ab. Im Frequenzspektrum werden für die Situation mit teilweiser und voller Rückkopplung zusätzliche Frequenzanteile und Artefakte erzeugt. Die Ursache für die Einhüllende des Pulszuges kann zum einen in der Phasenverschiebung zwischen Emittier- und



Detektorsignal, zum anderen jedoch auch in der optischen Justage des Systems liegen. Das System wurde für jede Situation bestmöglich eingefahren und einjustiert. Ein Einfluss der Justage kann dennoch nicht ausgeschlossen werden. Im Zusammenhang damit, kann ein Wandern des Fokuspunktes innerhalb der Antennenstruktur einen Einfluss auf das abgestrahlte und detektierte THz-Signal haben und zur Entartung des Signals beitragen.



(a) Messung des optischen Spektrums für unterschiedliche Rückkoppelsituationen: Rückreflex nur von Tx (blau), Rückreflex nur von Rx (grün)

(b) Schematische Darstellung der diskreten Lasermoden in einem gemessenen optischen Spektrum.

Abbildung 5.5: Einfluss der unterschiedlichen Rückreflexe in die Laserdiode auf das optische Spektrum.

Aufgrund der Tatsache, dass sowohl der periodische Pulszug im Zeitbereich, als auch das erwartete Spektrum im Frequenzbereich erhalten bleiben, wird das Verhalten der Laserdiode zusätzlich mit einem optischen Spektrumanalysator untersucht. Damit das THz-QTDS System durch die Messung nicht beeinflusst oder verändert wird, erfolgt der Abgriff der Laserstrahlung bzw. der optischen Rückreflexe des Messsystems, am bisher ungenutzten Ausgang des Strahlteilers. Die dort auftretenden Rückreflexe der THz-Antenne wurden bereits für vorangegangene Messungen zur Unterstützung der Justage genutzt und weisen eine Leistung kleiner 1 mW auf. Ein direkter Eingriff in die Emitter- und Detektorpfade könnte die Rückreflexe und das zeitliche Verhalten des Systems verändern.

Die Messungen mit dem optischen Spektrumanalysator wurden für die Situationen mit Rückkopplung aus dem Emitterpfad, dem Detektor und aus beiden Pfaden realisiert. Die Verzögerungsstrecke befand sich für den Zeitpunkt der Messung im Nullpunkt des Spektrometers. Die optischen Spektren sind in Abbildung 5.5 (a) für die beschriebenen Fälle über der Wellenlänge aufgetragen. Insbesondere das Spektrum mit Reflexionen aus Emitter- und Detektorarm zeigt eine deutlich abweichende Lage und Form des Spektrums im Vergleich zu den anderen beiden Messungen auf. Scheinbar wurde durch die Rückkopplung eine Verschiebung der Zentralwellenlänge der MMLD ausgelöst, verbunden mit einer Erhöhung der spek-



tralen Bandbreite. Die Messungen stellen jedoch nur eine Momentaufnahme dar und bilden nicht das dynamische Verhalten der MMLD ab. Eine umfangreiche Untersuchung des Verhaltens unter definierten Umständen wird Gegenstand von zukünftigen Arbeiten sein.

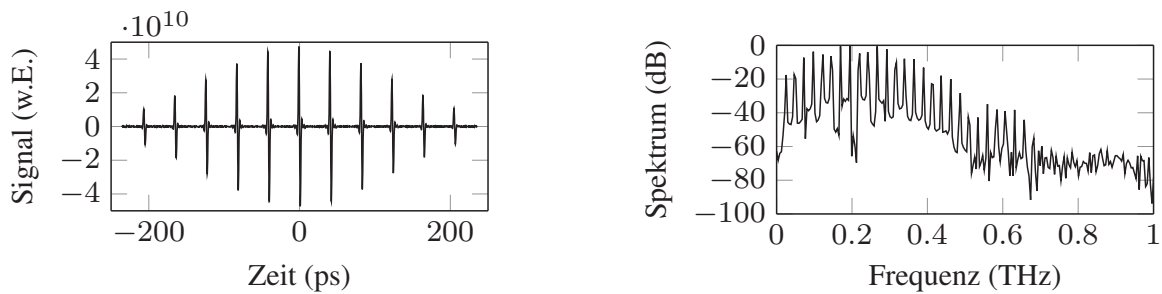
Vergleichbare Messungen wurden bereits von Kuwashima et. al. in abgewandelter Form durchgeführt. Dabei konnte ein ähnliches Verhalten im Zusammenspiel zwischen Rückkopplung und THz-Signal beobachtet werden. Laut Kowashima wird die MMLD durch die Rückkopplung in einen chaotischen Zustand versetzt und generiert dadurch zusätzliche spektrale Linien im Frequenzspektrum. Der Nachweis, diese Frequenzen nutzen zu können, steht jedoch noch aus.

Ein Ansatzpunkt für zukünftige Untersuchungen könnten die optischen Pfadlängen sein. Erfolgt eine gleichzeitige Rückkopplung aus Emitter- und Detektorpfad auf die MMLD, so finden zwei zeitlich unterschiedliche Rückkopplungen statt (vgl. Gleichung 5.1) und die MMLD könnte in einen chaotischen Zustand, vergleichbar zu Kuwashima et. al. versetzt werden. Weiterhin kann eine Ursache in der über den Messzeitraum veränderten Zentralwellenlänge der MMLD liegen, siehe Abbildung 5.5 (a). In jedem Fall sind weitere Untersuchungen und Messungen notwendig, die über den Rahmen dieser Arbeit hinausgehen.

Ein weiteres auffälliges Merkmal der durchgeführten THz-QTDS Messungen ist die Einhüllende des Pulszuges im Messbereich um den Nullpunkt. Da dieser Effekt auch bei Konfigurationen auftritt, die keine Rückreflexe aufweisen, ist die Ursache entweder in der Justage der optischen Verzögerungsstrecke oder der MMLD zu suchen. Anders als beim fs-Laser liegt bei der MMLD keine Modenkopplung vor, stattdessen ist die Verteilung der Phasen der einzelnen longitudinalen Lasermoden zufällig. Jedoch sind die Moden über die Laserkavität, in diesem Fall über die Facetten der Laserdiode, fest miteinander verknüpft. Tritt über der Zeit eine Veränderung der Kavität auf, z.B. durch Strom- und Temperaturänderungen, so wirkt sich dies zusätzlich auf die Phasenlage der Moden aus. Die Laufwege der Signale über die Pfadlängen $l_E + l_{\text{THz}} = l_D$ sind so abgestimmt, dass es an der Detektorantenne, wie in Gleichung 2.10 beschrieben, zu einer Kreuzkorrelation kommt. Die Signale laufen gegenläufig ein, damit stimmt die Phasenlage lediglich zum Zeitpunkt beim Durchlaufen des Nullpunkts exakt überein. Der Abfall der Signalamplitude mit zunehmender Entfernung zum Nullpunkt basiert auf dem zunehmenden Phasenunterschied der Signale von Emitter- und Detektorarm. Eine Simulation für die Situation an der Detektorantenne unter Berücksichtigung einer zeitlich veränderlichen Phasenlage aller Moden der MMLD ist in Abbildung 5.6 (a) dargestellt. Für die Simulation wurde die Phasenlage der einzelnen Lasermoden zueinander zufällig angenommen und zusätzlich mit einer zeitabhängigen Phase für alle Lasermoden überlagert. Ausgangspunkt für die Simulation ist das optische Spektrum nach Abbildung 5.5 (b). Die daraus resultierende Verteilung und Gewichtung der Lasermoden



mit dem Abstand $\Delta f = 24,3$ GHz wird für die Simulation genutzt. Die Signale werden weiterhin mit einer frequenzabhängigen Charakteristik, entsprechend der 200 μm Antenne, beaufschlagt. Die Ergebnisse der Simulation zeigen, dass sich durch die zeitabhängige Phasenverschiebung eine Einhüllende über den Nullpunkt des Pulszuges ausbildet. Mit zunehmendem Abstand zum Nullpunkt nimmt die Amplitude der entfernten THz-QTDS Pulse ab. Anderes als in den Messungen tritt jedoch keine Entartung der Pulsform auf.



(a) Simuliertes Zeitbereichssignal von -250 ps bis 250 ps mit zufälliger Anfangsphasenlage der Lasermoden und zusätzlicher linearer Phasenverschiebung.

(b) Spektrum des Zeitbereichssignals.

Abbildung 5.6: Simulation eines THz-QTDS Signals mit zeitlich veränderlicher Phase der Lasermoden.

Die Fourier-Transformation der Zeitbereichssimulation ist in Abbildung 5.6 (b) dargestellt und weist die entsprechenden Frequenzkomponenten auf, die das optische Spektrum bereitstellt. Die Simulation zeigt eine gute Übereinstimmung mit den gemessenen Signalen, generiert jedoch keine zusätzlichen Frequenzkomponenten.

Unabhängig von den Störeinflüssen kann das THz-QTDS System stabil und reproduzierbar betrieben werden. Aufgrund des dynamischen Verhaltens des optischen Spektrums durch die Rückkopplungen aus dem Messsystem, können die zusätzlichen Komponenten im Frequenzspektrum bisher nicht zuverlässig genutzt werden. Eine genauere Untersuchung ohne einen Eingriff in das bestehende System ist notwendig und Aufgabe von zukünftigen Forschungsarbeiten.

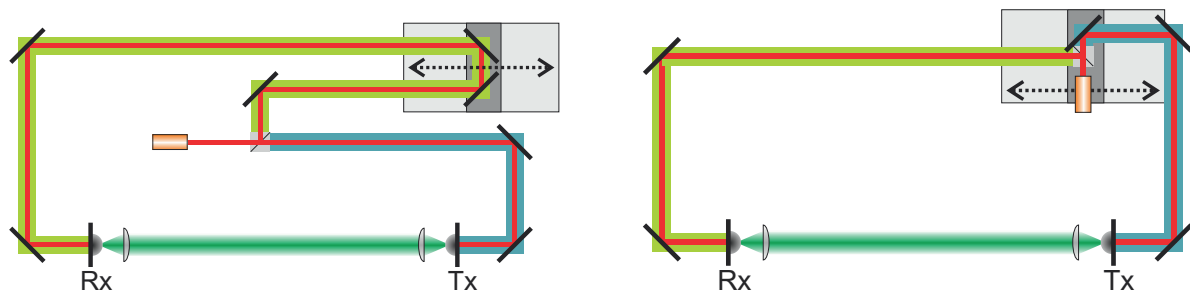
5.2 THz-QTDS System: neues kostengünstiges und kompaktes Konzept

Das im vorangegangenen Abschnitt präsentierte THz-QTDS System stellt bereits eine Verbesserung in Bezug auf klassische THz-Systeme dar. Durch die Reduzierung und Optimierung der Systemkomponenten konnte die Systemgröße verkleinert

und die Kosten reduziert werden. Dennoch sind weiterhin teure Messgeräte wie Lock-In Verstärker, Präzisionsverfahreinheiten und Messcomputer im Einsatz. Im vorliegenden Abschnitt wird ein neues Systemkonzept diskutiert, welches die Messplattform auf die wesentlichen Funktionen und Anforderungen reduziert. Durch die Verwendung von Komponenten aus anderen Anwendungsbereichen, z.B. dem PC- und Audiobereich, können teure Messgeräte ersetzt und damit günstigere und kompaktere THz-QTDS Systeme realisiert werden. Dieser Schritt ist notwendig, damit der Eintritt der THz-QTDS Technik in den Markt der zerstörungsfreien Messtechnik gelingen kann.

Das im Folgenden vorgestellte Systemkonzept stellt in drei Aspekten eine Verbesserung dar: Zunächst wird die Position der Laserdiode neu definiert, was zu einer kompakteren Baugröße führt. In einem weiteren Schritt erfolgt die Einführung einer neuen Systemsteuerung unter Verwendung eines kostengünstigen Raspberry Pi Einplatinenrechners. Abschließend wird die Eignung eines DVD-Laufwerks als Verzögerungsstrecke in dem THz-System untersucht. Zunächst erfolgt die Einführung in das neue Systemkonzept.

5.2.1 Neues Konzept: Laser auf der Verzögerungsstrecke



(a) THz-QTDS System: Umsetzung nach einem klassischen Aufbau mit optischer Verzögerungsstrecke im Detektorpfad.

(b) Neues THz-QTDS Konzept: Umsetzung mit einer modifizierten und kompakten optischen Strahlführung und wenigen Komponenten.

Abbildung 5.7: Gegenüberstellung der THz-QTDS Konzepte. Zur Veranschaulichung sind die Teilstrecken farblich markiert: Emitterpfad (l_E), Detektorpfad (l_D) und THz-Pfad (l_D).

Die bisher vorgestellten THz-QTDS Systeme basieren auf dem klassischen Systemansatz mit fester Position für Laser und Strahlteiler. Abbildung 5.7 (a) zeigt den typischen Systemaufbau eines solchen THz-Systems mit festem Emitterpfad



(l_E), Detektorpfad (l_D) mit Verzögerungsstrecke (Δx) und dem THz-Pfad (l_{THz}). Für dieses System gilt die Konvention

$$l_E + l_{THz} = l_D \pm 2 \cdot \Delta x, \quad (5.2)$$

wobei $2\Delta x$ der variablen Strecke der Verzögerungseinheit entspricht. Der Nachteil dieser Auslegung besteht vornehmlich in der Notwendigkeit der Kompensationsstrecken, um die Länge von Emitter- und Detektorpfad so anzupassen, dass die Längenkonvention nach Gleichung 5.2 eingehalten wird. Dies verkompliziert die Skalierung des Aufbaus hin zu kleineren Abmessungen. Um diesen Nachteil zu beheben, ist in Abbildung 5.7 (b) das neue Konzept schematisch dargestellt. Durch die gemeinsame Verlagerung der MMLD und des Strahlteilers auf die Verzögerungseinheit kann beim Verfahren der Verschiebeeinheit um Δx gleichermaßen Emitter- und Detektorpfad verändert werden.

$$l_E \mp \Delta x + l_{THz} = l_D \pm \Delta x \quad \Leftrightarrow \quad l_E + l_{THz} = l_D \pm 2 \cdot \Delta x \quad (5.3)$$

Die Gleichung 5.3 entspricht nach kurzer Umstellung der Gleichung 5.2 und erfüllt damit die Eigenschaften einer Verzögerungsstrecke im klassischen System. Durch das neue Konzept kann zum einen die Anzahl der Systemkomponenten reduziert, zum anderen die Baugröße unter Einhalten der Gleichung 5.3 frei und flexibel skaliert werden, ohne dabei die Notwendigkeit für Kompensationsstrecken zu schaffen. Zur Justage des Lasers auf die Antennen stehen weiterhin auf jeder Seite zwei Spiegel zur Verfügung; damit kann im günstigsten Fall auch die Justage der THz-Antennen erfolgen.

Für die Umsetzung dieses Konzepts ist es notwendig, die MMLD mit dem Strahlteiler auf die Verzögerungseinheit zu montieren. Die Aufteilung des Laserlichts erfolgt über einen polarisationsabhängigen Strahlteiler in Kombination mit einem zusätzlichen Ablenkspiegel. Durch die Lage der MMLD Polarisation kann die Leistung durch Verdrehen stufenlos auf die Spektrometerarme verteilt werden. Für das System wird ein Verteilung von 50:50 bevorzugt. Im Folgenden wird das System um eine kostengünstige Steuereinheit und Datenaufnahme ergänzt, um teure und aufwendige Mess- und Steuerungstechnik zu ersetzen.

5.2.2 Systemsteuerung und Datenaufnahme mit einem Raspberry Pi

Neben der Laserquelle und Verzögerungseinheit tragen die benötigten Mess- und Steuergeräte zu einem wesentlichen Teil der Systemkosten bei. Aber auch die Baugröße, Komplexität und Systemfläche können durch die Verwendung alternativer Mess- und Steuersysteme reduziert werden. Im Folgenden wird ein Systemkonzept vorgestellt, mit dem es möglich ist, alle notwendigen Funktionen zum Betrieb eines THz-Systems zu ersetzen. Ausgangspunkt für die Systemsteuerung ist ein günstiger

Raspberry Pi (Rev. B) Einplatinenrechner mit einem Linux Betriebssystem sowie einer zusätzlichen Audiokarte (Wolfson). Das Funktionsschema des Systems ist in Abbildung 5.8 dargestellt.

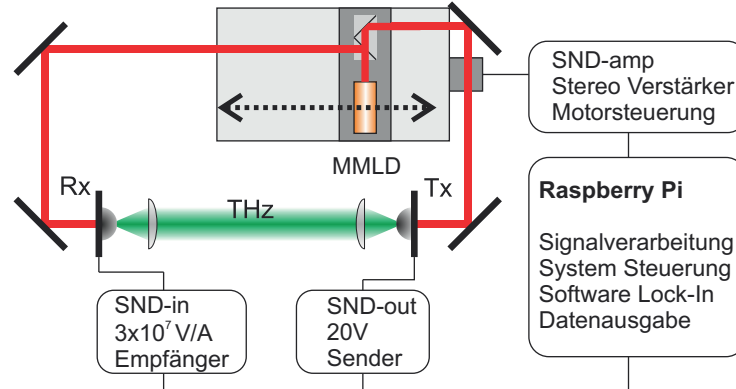


Abbildung 5.8: Funktionsschema des günstigen THz-QTDS Systems auf Basis eines Raspberry Pi mit zusätzlicher Soundkarte zur Steuerung, Datenaufnahme und Anzeige.

Über den 24 bit Audioeingang (SND-in) kann das Messsignal U_{THz} aufgezeichnet werden. Durch einen Software Lock-In Verstärker kann die anschließende Filterung und Rekonstruktion erfolgen. Der 16 bit Audioausgang (SND-out) dient dazu, die Sendeantenne mit der Spannung U_E und der Referenzfrequenz zu beschalten. Um die Signale auf den notwendigen Pegel anzupassen, sind zusätzliche Verstärker vorgesehen. Das Referenzsignal wird auf $\pm 20 \text{ V}$ erhöht und der Strom der THz-Antenne wird mit einem Transimpedanzverstärker in ein Spannungssignal gewandelt und um den Faktor 10^7 V/A verstärkt. Weiterhin verfügt die Audiokarte über einen Stereoverstärker (SND-amp), der zum Treiben des Schrittmotors benutzt wird. Da der Verstärker für induktive Lasten ausgelegt ist, kann er ohne weitere Modifikationen direkt an den Schrittmotor angeschlossen werden und verfügt mit einer Ausgangsleistung von 2 W über ausreichende Leistungsreserven. Die Steuerung erfolgt durch zwei um 90° zueinander phasenverschobene Sinussignale, damit kann der Schrittmotor abhängig von der Phasenlage zuverlässig in Vor- und Rückwärtsrichtung verfahren werden. Eine wichtige Voraussetzung für den zuverlässigen Betrieb ist, dass alle Signale über einen zentralen Chip parallel mit einer Rate von 192 kHz gesteuert und geroutet werden. Dies erlaubt eine synchrone Datenverarbeitung der einzelnen Kanäle und macht somit eine externe Synchronisation überflüssig.

Das System wird über eine Software gesteuert, die es erlaubt, die Messsignale mit verschiedenen Zeitkonstanten und Filterordnungen aufzunehmen und gleichzeitig die präzise Steuerung der Schrittmotorverfahrenheit übernimmt. Damit ermöglicht die Messplattform eine zuverlässige und reproduzierbare Aufnahme der



THz-Messsignale. In der Regel werden für Messsysteme Komponenten verwendet, deren Steuerung und Funktion bereits von den Herstellern ausgiebig erprobt, dokumentiert und verifiziert wurden. Da hier eine komplett neue Messplattform mit einem neuen Systemkonzept umgesetzt wird, erfolgt zunächst die Überprüfung und Validierung der grundlegenden Funktionen. Die Stabilität und Funktionsfähigkeit des Systems wird anhand einer Langzeitmessung mit bekannter Verfahrenheit untersucht.

Das System wurde nach Abbildung 5.8 mit einer Thorlabs LNR50S/M Verfahrenheit aufgebaut und über den Messbereich von 160 ps mit einer Verfahrengeschwindigkeit von 2 ps/s bei einer Zeitkonstante des Lock-In Verstärkers von $T_c = 80$ ms vermessen. Um aussagekräftige Ergebnisse zu erhalten, wurden 500 Messungen in Vorwärts- und Rückwärtsrichtung durchgeführt, die Messdaten sind in Abbildung 5.9 als Draufsicht dargestellt.

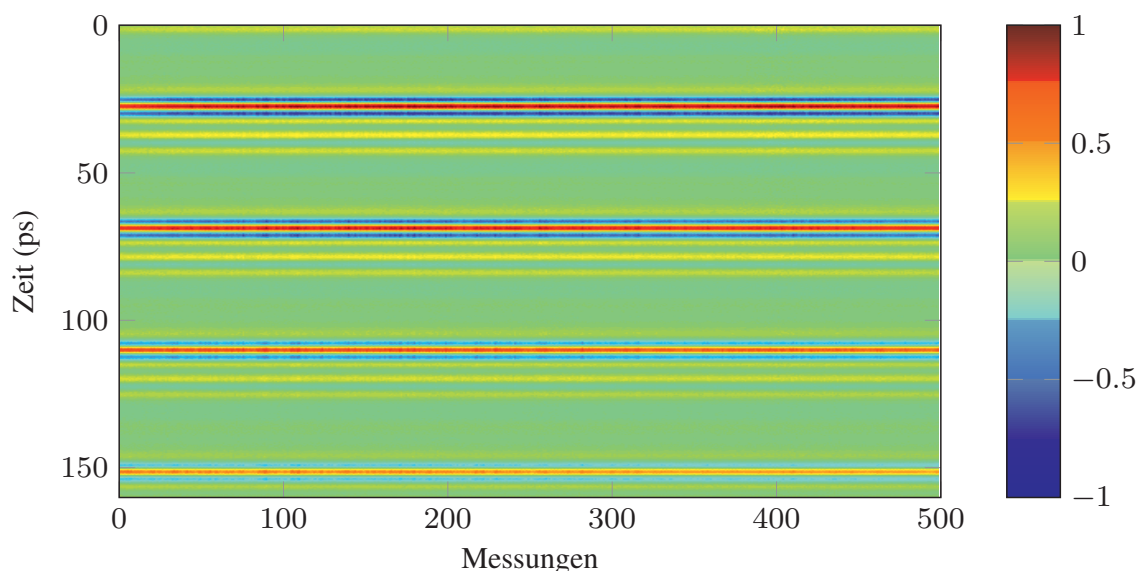


Abbildung 5.9: Untersuchung des Jitters und der Reproduzierbarkeit: Langzeitmessung über 500 Einzelmessungen in Vorwärts- und Rückwärtsrichtung mit der Thorlabs Verfahrenheit (TL) mit 2 ps/s. Die Messdaten zeigen über die gesamte Dauer keinen Drift oder Aussetzer und eine gute Reproduzierbarkeit.

Die Messdaten zeigen ein sehr gleichmäßiges Bild in Positionstreuung und Amplitude im Zeitbereich ohne einen zeitlichen Jitter. Die Qualität und Genauigkeit der Verzögerungsstrecke kann bei konventionellen THz-TDS Systemen anhand der Lage der Wasserabsorptionslinien beurteilt werden, vergleiche Abschnitt 3.3.4. Für THz-QTDS ist dies auf Grund der diskreten Frequenzen nicht möglich. Da jedoch bei THz-QTDS die Frequenzkomponenten auf die äquidistanten, longitudinalen Lasermoden der MMLD zurückgeführt werden können, weisen die Zeitsignale

einen festen periodischen Abstand $T = 1/\Delta f_M$ auf. Der Periodenabstand im Zeitbereich ist direkt mit der Laserkavität verknüpft. Mit Kenntnis des Frequenzabstandes Δf_M der Lasermoden kann das Zeitsignal und damit die Funktion der Verzögerungsstrecke beurteilt werden.

Ein einfacher Ansatz ist die Ermittlung der Pulsabstände ΔT im Zeitsignal durch den Abstand der Signalspitzen. Da diese jedoch nur ausgewählte und wenige Datenpunkte berücksichtigen, ist es zuverlässiger, die Daten anhand einer Autokorrelation zu beurteilen. Hierzu wurde die Autokorrelation auf ein Zeitfenster mit 80 ps und zwei enthaltenen QTDS Pulsen angewendet. Das Autokorrelationssignal ist in Abbildung 5.10 mit den drei resultierenden Pulsen dargestellt. Über den Abstand der Pulse im Autokorrelationssignal kann ΔT bestimmt und damit die Skalierung und Genauigkeit der Zeitachse verifiziert werden.

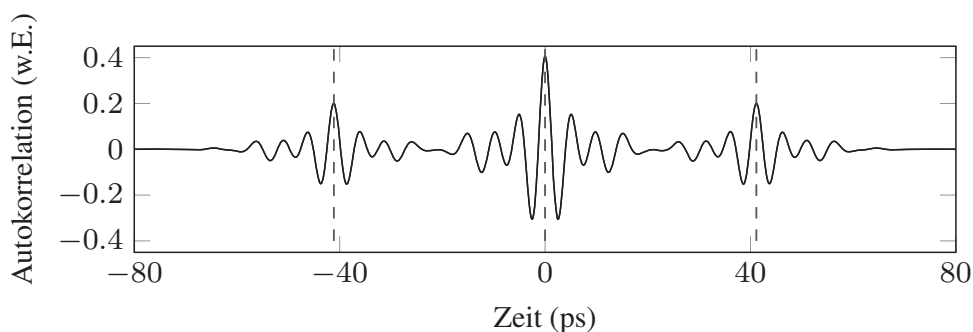


Abbildung 5.10: Autokorrelation des QTDS Zeitbereichssignals (Messfenster mit 2 Pulsen und 80 ps Länge) mit einem äquidistanten Modenabstand von $\Delta T = 1/\Delta f_{MMLD} = 41,15$ ps gemessen mit der Thorlabs-Einheit.

Für die durchgeführte Messung ergibt sich ein $\Delta T = 1/\Delta f_{MMLD} = 41,15$ ps. Dies entspricht den Erwartungen und deckt sich mit den vorangegangenen Messungen mit dem System aus Abschnitt 5.1.

Die Funktion und die Reproduzierbarkeit der Messungen mit der Systemplattform konnte erfolgreich nachgewiesen werden. Sowohl die Datenaufnahme, die Steuerung der Verfahreinheit und das Systemkonzept mit der neuen Anordnung der MMLD konnten erfolgreich umgesetzt werden. An dieser Stelle muss darauf hingewiesen werden, dass die Steuerung und Positionierung des Schrittmotors der Verfahreinheit ohne eine externe Referenz erfolgt. Die Positionierung und Steuerung wird ausschließlich über die phasenverschobenen Sinussignale am Stereoverstärker realisiert und von der Software gesteuert. Das Konzept ermöglicht die Kontrolle über Position und Geschwindigkeit der Verfahreinheit und beinhaltet zusätzlich die Leistungsversorgung des Schrittmotors. Die bisher benötigten Messgeräte und Steuereinheiten können durch das System vollständig ersetzt werden. Durch die



Flexibilität und Interkonnektivität der Messplattform auf Basis des Raspberry Pi kann das Messsystem in bestehende Produktions- und Überwachungssysteme eingebunden werden. Durch den geringen Energieverbrauch und die kompakte Bauweise sind mobile Systeme denkbar.

5.2.3 Umsetzung mit kostengünstiger Verzögerungsstrecke auf Basis eines DVD-Laufwerks

Damit Preis und Baugröße weiter verbessert werden können, wird die Eignung einer günstigen Verzögerungsstrecke auf Basis eines DVD-Laufwerks (LC) untersucht. Dazu wird der mechanische Teil eines DVD-Laufwerks derart modifiziert, dass dieser mit der neuen Messplattform und dem Systemkonzept als Verfahreinheit genutzt werden kann. Da die Einheit in der ursprünglichen Funktion nur für geringe Nutzlasten ausgelegt ist und hier zweckentfremdet eingesetzt wird, erfolgt lediglich die Überprüfung der grundsätzlichen Eignung als Verzögerungsstrecke. Um die erzielten Erkenntnisse in einen Vergleich setzen zu können, erfolgt eine parallele Untersuchung der günstigen (LC) mit einer hochwertigen Verfahreinheit (TL), die bereits für den Funktionstest eingesetzt wurde. Die Spezifikationen der untersuchten Einheiten sind in Tabelle 5.1 dargestellt.

Typ	Verfahreinheit	Schrittmotor	Messfenster	Genauigkeit
(TL)	Thorlabs LNR50S/M	Standard Schrittmotor, 1.8°/Schritt	330 ps	0.5 µm/Schritt
(LC)	optisches DVD Laufwerk	günstiger Schrittmotor, 18°/Schritt	240 ps	600 µm/Schritt

Tabelle 5.1: Eigenschaften der verwendeten Verfahreinheiten mit Schrittmotorantrieb.

Zunächst soll untersucht werden, ob die Messplattform im Zusammenspiel mit den beiden Verzögerungsstrecken eine akzeptable und reproduzierbare Genauigkeit erzielt. Für die Messungen wurde eine Messgeschwindigkeit von 1 ps/s und eine Zeitkonstante von $t_c = 80$ ms für den Software Lock-In gewählt. Um die gewählte Übersetzung zwischen Motor, Verschiebeschlitten und Steuersignal zu überprüfen, wurden jeweils Einzelmessungen mit den Verfahreinheiten durchgeführt. Analog zu der vorangegangenen Autokorrelationsmessung wurde eine Selbstreferenzierung anhand der bekannten Differenzfrequenz $\Delta f_M = 24,30$ GHz und der dadurch resultierenden periodischen Pulsabstände im Zeitsignal durchgeführt. Für die bereits verwendete (TL) Einheit konnte der Pulsabstand von $T_{(TL)} = 41,15$ ps bestätigt

werden. Für die LC Einheit mit $T_{(LC)} = 41,29$ ps musste hingegen eine Korrektur um 0.34% vorgenommen werden.

Überprüfung der Reproduzierbarkeit

Um die Reproduzierbarkeit der Verfahrenwege zu analysieren werden mit beiden Einheiten jeweils 25 Messungen in eine Richtung über ein Zeitfenster von 48 ps mit identischen Einstellungen durchgeführt. Die Messungen werden ohne mechanische Referenz durchgeführt und sind mit normierten Amplituden in Abbildung 5.11 (a,b) als Draufsicht dargestellt.

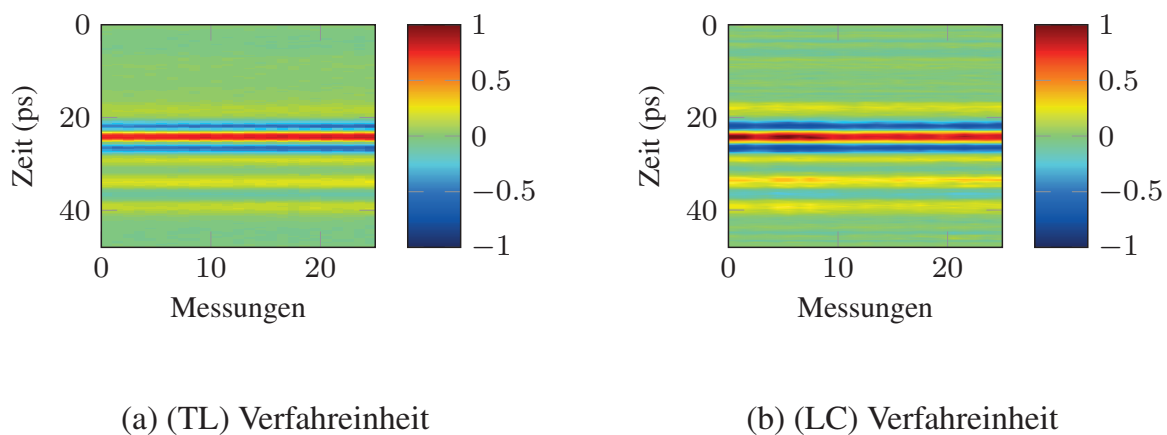


Abbildung 5.11: Jeweils 25 Messungen mit der (TL) und (LC) Verfahrenseinheit.

Beide Einheiten weisen eine gute Reproduzierbarkeit in der Zeitposition auf. Die (TL) Einheit zeigt ein konstantes Amplitudenbild und bei der (LC) Einheit treten lediglich Abweichungen in der Signalamplitude auf. Die Messungen wurden in einem nicht klimatisierten Messraum bei Raumtemperatur ($\sim 20^\circ\text{C}$) durchgeführt. Einflüsse durch Temperaturänderungen, Erschütterungen oder die mechanische Stabilität der Verfahrenseinheit können nicht ausgeschlossen werden.

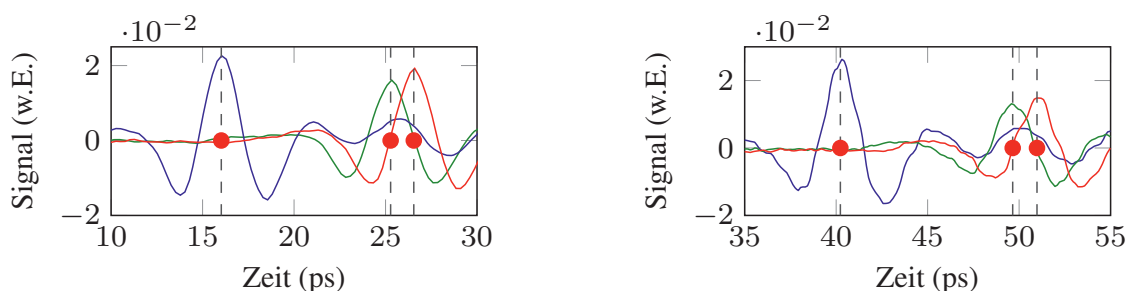
Für eine genauere und umfangreichere Analyse werden die jeweilige Kreuzkorrelation der ersten Messung mit den folgenden 24 Messungen vorgenommen und daraus die Abweichungen der Zeitposition berechnet. Die errechnete Standardabweichung der Verfahrenseinheiten geben Aufschluss über die Reproduzierbarkeit der Position. Für die Einheiten ergeben sich $\sigma_{(TL)} = 6$ fs und $\sigma_{(LC)} = 14$ fs. Für die Amplituden der Messungen können Schwankungen um 4 % für die (TL) Einheit und 6 % für die (LC) Einheit registriert werden. Damit zeigen beide Verfahrenseinheiten in Kombination mit der Messplattform ohne Zuhilfenahme eines externen Referenzgebers eine Reproduzierbarkeit in der Zeitposition im unteren fs-Bereich. Entgegen den Erwartungen, aufgrund der schlechteren mechanischen Eigenschaften und Spezifikationen, zeigt die kostengünstige Verfahrenseinheit (LC) eine gute Repro-



duzierbarkeit in der Zeitposition. Eine wesentliche Voraussetzung für die erreichte Genauigkeit liegt sicherlich in der verwendeten Ansteuerung und Kontrolle der Verfahrenheit mit den phasenverschobenen Sinussignalen durch die Messplattform und die synchrone Signalverarbeitung.

Überprüfung der Linearität

Zur weiteren Überprüfung wird mit jeder Einheit eine LCP (*engl.: liquid crystal polymer, LCP*) Probe mit 30 Vol.-% Glasfaser und einer Dicke von 2,94 mm unter zwei verschiedenen Winkeln $\alpha = 0^\circ$ und $\alpha = 90^\circ$ aufgenommen und mit einer Referenzmessung verglichen. Bedingt durch das Material und die enthaltenen Glasfasern weist die Probe eine Doppelbrechung im THz-Frequenzbereich auf. Dies war bereits Gegenstand von vorangehenden Untersuchungen durch Rutz et al. und Jördens et al.[156, 157].



(a) (TL) hochwertige Verfahrenheit.

(b) (LC) günstige Verfahrenheit.

Abbildung 5.12: Untersuchung der Doppelbrechung einer LCP Probe mit 30 Vol.-% Glasfaser. Die Referenzmessung (blau), LCP bei 0° (grün), LCP bei 90° (rot). Die Pulsmittelpunkte sind mit roten Punkten und gestrichelten Linien markiert. Die mit der günstigen (LC) Verzögerungsstrecke aufgenommenen Pulse zeigen ein verrauschtes Signal, die Unterscheidung der Doppelbrechung ist jedoch möglich.

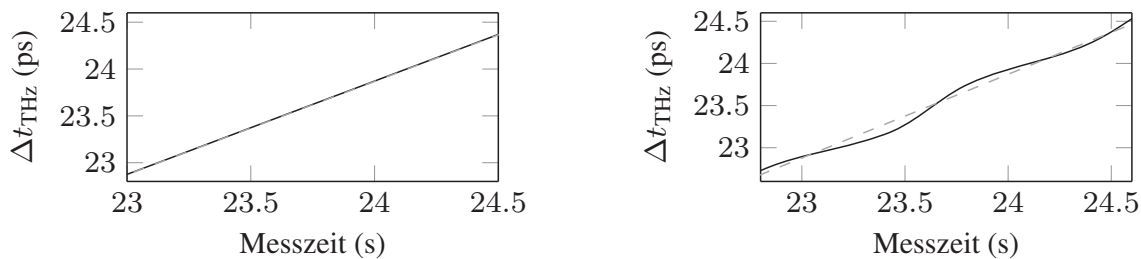
Die Messdaten sind in Abbildung 5.12 (a) für (TL) und in Abbildung 5.12 (b) für die (LC) Einheit dargestellt. Die Ergebnisse der Auswertung der Brechungsindices auf Basis der Zeitbereichsdaten für die unterschiedlichen Winkelpositionen sind in Tabelle 5.2 aufgeführt. Dabei wird zwischen indirekter (Vergleich mit Referenz) und direkter Auswertung (Vergleich der Probenmessungen untereinander) unterschieden. Im Rahmen der zulässigen Fehler der Zeitposition aus den Reproduzierbarkeitsmessungen können für die beiden Verzögerungseinheiten keine übereinstimmenden Ergebnisse erzielt werden. Unter der Annahme, dass die (TL) Einheit zuverlässigere

Werte liefert, produziert die (LC) Einheit einen systematischen Fehler, der bisher nicht berücksichtigt wurde.

Modell	$n_{\text{LCP}}^{0^\circ}$	$n_{\text{LCP}}^{90^\circ}$	Δn_{LCP} , direkt	Δn_{LCP} , indirekt
(TL)	1.9485 ± 0.0006	2.0770 ± 0.0006	0.1285 ± 0.0006	0.1285 ± 0.0012
(LC)	1.9522 ± 0.0014	2.0892 ± 0.0014	0.1328 ± 0.0014	0.1370 ± 0.0028

Tabelle 5.2: Gemessene Brechungsindices der LCP Probe für Messungen mit unterschiedlichen Verzögerungsstrecken. Die Fehlerabschätzung basiert auf der ermittelten Reproduzierbarkeit der Verfahreinheit.

Der Brechungsindex Δn_{LCP} unterscheidet sich für die (LC) Einheit abhängig von der angewandten Berechnung. Genauer, bei der direkten Auswertung zwischen den Probenpulsen oder der indirekten Ermittlung über die Differenz der Brechungsindices $\Delta n_{\text{LCP}} = n_{\text{LCP}}^{90^\circ} - n_{\text{LCP}}^{0^\circ}$. Dieses Verhalten lässt auf eine nichtlineare Zeitachse bzw. Bewegung der (LC) Einheit schließen.



(a) Hochwertige (TL) Verfahreinheit.

(b) Kostengünstige (LC) Verfahreinheit.

Abbildung 5.13: Rekonstruierte Zeitachse (schwarz) und erwarteter linearer Verlauf (gestrichelt) für die untersuchten Einheiten. Die hochwertige Einheit (TL) zeigt nahezu keine Abweichungen, hingegen weist die günstige Einheit (LC) starke Nichtlinearitäten auf. Die Zeitachsen sind zur besseren Ansicht nur als Ausschnitt dargestellt.

Mit Hilfe eines Michelson Interferometers wird die Linearität der Zeitachse für beide Verfahreinheiten untersucht. Dazu wird die Messplattform mit einem Singlemode-Laser bei der Wellenlänge $\lambda = 633 \text{ nm}$ und einer Photodiode erweitert. Die Photodiode wird über den Transimpedanzverstärker mit dem Audioeingang verbunden; damit kann das Interferometersignal synchronisiert mit dem Motorsignal gemessen werden.

Die Messung wurde mit einer Geschwindigkeit von $v_{\text{char.}} = 1 \text{ ps/s}$ über ein Messfenster von $T_{\text{char.}} = 80 \text{ ps}$ aufgenommen. Mit Kenntnis der Laserwellenlänge kann aus dem Interferenzmuster die lineare Zeitachse errechnet werden. Abbildung



5.13 stellt die THz-Zeitposition über der ermittelten linearen Zeitachse dar. Zur besseren Ansicht ist der dargestellte Zeitbereich auf 1,5 s begrenzt. Im Gegensatz zu dem annähernd linearen Verhalten der (TL) Einheit zeigt die (LC) Einheit ein stark nichtlineares Verhalten.

Untersuchung der Nichtlinearität

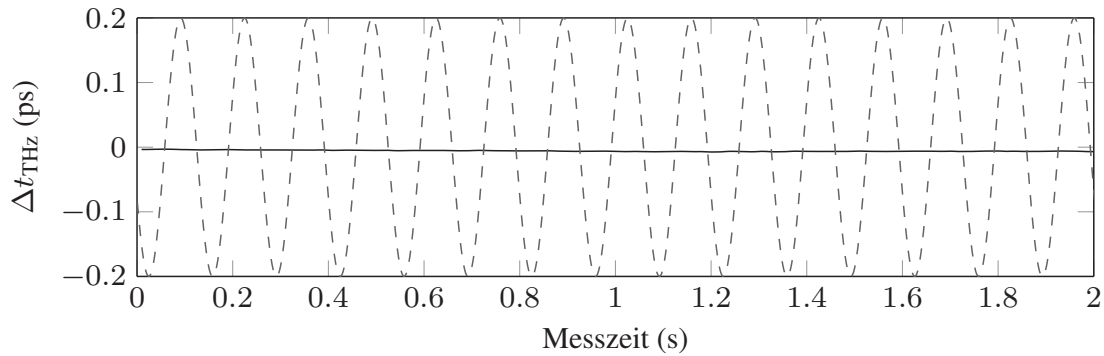
Für eine umfassende Analyse sind die Abweichungen von der linearen Bewegung zusammen mit dem Motorsignal in Abbildung 5.14 (a,b) für beide Verfahrenseinheiten dargestellt. Für die (TL) Einheit wurde zur besseren Ansicht lediglich ein Abschnitt von 2 s gewählt, siehe Abbildung 5.14 (a). Die Analyse der Abweichung von der linearen Zeitachse zeigt eine gaußförmige Verteilung mit einer Standardabweichung von $\sigma_{(TL)} = 3$ fs und keinen Zusammenhang mit dem Motorsignal. Für den Fall der (LC) Einheit treten, wie bereits durch die LCP Messung vermutet, starke Abweichungen von der linearen Bewegung auf, die keine gaußförmige Verteilung aufweisen. Stattdessen ist eine eindeutige Periodizität der Abweichungen und die Abhängigkeit vom Motorsignal erkennbar. Im schlechtesten Fall kann eine Abweichung von $\Delta t_{\text{nonlin}} = 350$ fs von der linearen Zeitachse zwischen zwei Messpunkten auftreten.

Die Korrelation der auftretenden Zeitdifferenz im Messsignal und des Motorsignals lässt auf eine Abhängigkeit zwischen der mechanischen Verfahrenseinheit und der elektronischen Ansteuerung schließen. Mögliche Ursachen können in der Qualität der verwendeten Komponenten liegen. Feldinhomogenitäten der elektrischen und magnetischen Feldverteilung innerhalb des Schrittmotors, mechanisches Spiel bei der Antriebsspindel und der mechanische Antriebsabgreifer des Schlittens stellen mögliche Ursachen dar.

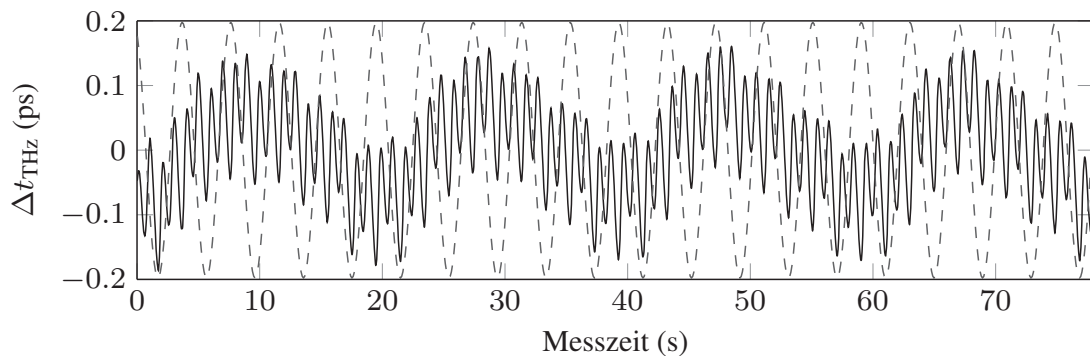
Da die Abweichung eine periodische Struktur aufweist, wird ein Modell basierend auf einer Summe von Sinusfunktionen zur Anpassung gewählt. Im Folgenden wird die Summe von vier Sinusfunktionen $F(t)$ aufgestellt:

$$F(t) = \sum_{i=1}^4 a_i \cdot \sin(b_i \cdot t + c_i) \quad (5.4)$$

Diese Modellfunktion wird angewendet auf die experimentell bestimmten Messdaten, aufgezeichnet mit einer Messgeschwindigkeit von $v_{\text{char.}} = v_1 = 1$ ps/s. Die Daten zeigen eine gute Übereinstimmung für Modell und Experiment. Wird das errechnete Modell von der gemessenen Abweichung abgezogen, zeigen die verbleibenden Anteile eine gaußförmige Verteilung. Um das Modell weiter zu verifizieren, wurden weitere Messungen mit abweichenden Messgeschwindigkeiten von $v_2 = 2$ ps/s und $v_4 = 4$ ps/s für die gleiche Verfahrenseinheit durchgeführt und mit dem Modell ausgewertet.



(a) (TL) hochwertige Einheit (Zeitachse zur besseren Ansicht auf 2 Sekunden skaliert).



(b) (LC) günstige Einheit (Zeitachse auf 80 Sekunden skaliert).

Abbildung 5.14: Abweichung von der linearen Zeitachse für die untersuchten Verfahrenseinheiten (schwarz). Zusätzlich ist das Steuersignal der Verfahrenseinheit eingetragen (gestrichelt, (w.E.)). Während die Abweichung der hochwertigen Einheit (TL) in der vorliegenden Darstellung praktisch nicht sichtbar ist, weist die günstige Variante (LC) eine starke Abweichung auf. Deutlich zu erkennen ist die Abhängigkeit vom Steuersignal.

Die Messdaten mit Modellfunktion und den verbleibenden Anteilen sind in Abbildung 5.15 (a,b) aufgetragen. Die damit erzielbaren Abweichungen sind in Tabelle 5.3 aufgelistet.

Die Ergebnisse weisen eine, zu den ursprünglichen Messungen mit $v_1 = 1$ ps/s, vergleichbar gute Übereinstimmung auf. Durch die nachträgliche Korrektur der Zeitachse mit der Modellfunktion kann die maximale Abweichung bereits um den Faktor 3 bis 3,5 reduziert werden. Zusammen mit den verbleibenden Anteilen, die nach der Korrektur weiterhin ein periodisches Verhalten ausweisen, kann das

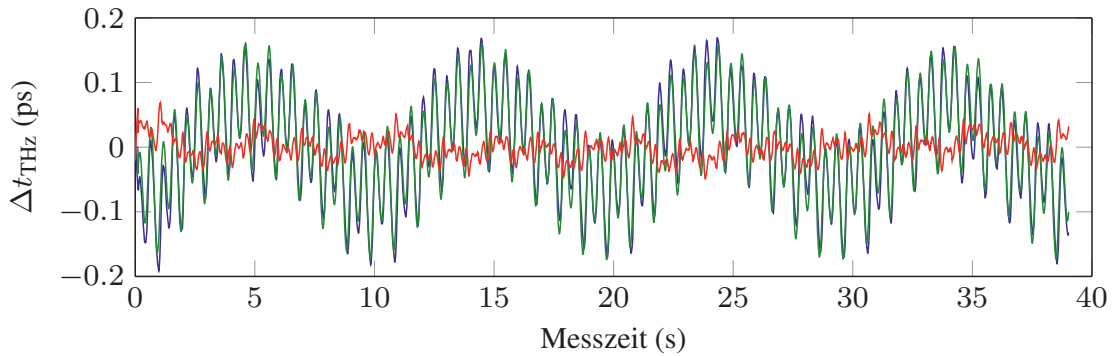
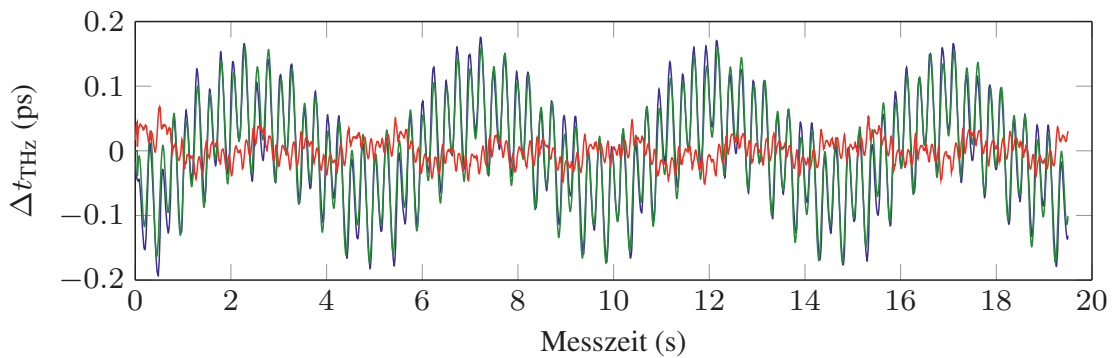
(a) $v_2 = 2 \text{ ps/s}$ (b) $v_4 = 4 \text{ ps/s}$

Abbildung 5.15: Korrektur der Abweichung von der linearen Bewegung (blau) mit angepasstem Modell (grün) und der verbleibenden Abweichung nach der Korrektur mit dem Modell (rot). Bereits mit dem einfachen Modell kann die Abweichung um den Faktor 3 bis 3,5 verringert werden. Die verbleibende Abweichung weist für verschiedene Messgeschwindigkeiten weiterhin ein periodisches Verhalten auf, was auf Verbesserungspotential schließen lässt.

Messgeschwindigkeit	σ (ps)	Δt_{\max} (ps)
$v_1 = 1 \text{ ps/s}$	0.017	0.11
$v_2 = 2 \text{ ps/s}$	0.019	0.12
$v_4 = 4 \text{ ps/s}$	0.019	0.12

Tabelle 5.3: Standardabweichung σ und maximal mögliche Zeitdifferenz Δt_{\max} der korrigierten Zeitachse der günstigen Verfahrenheit.



Potential für weitere Verbesserungen und Anpassungen der Korrekturen erahnt werden.

Die vorgestellte neue Messplattform mit dem neuen Systemkonzept zeigt damit das Potential für zuverlässige und genaue THz-QTDS Messungen - auch in Kombination mit kostengünstigen Komponenten. Insbesondere die integrierte und synchronisierte Signalsteuerung und Datenaufnahme sowie die Motorsteuerung ermöglichen die Verwendung von günstigen Komponenten, wie z.B. den internen Mechaniken eines DVD-Laufwerks. Weiterhin sind jedoch Verbesserungen hinsichtlich der Kompensation und Vermeidung von nichtlinearen und systematischen Störeinflüssen der verwendeten Mechaniken notwendig, damit die Technik zuverlässig eingesetzt werden kann. Ein wesentlicher Arbeitspunkt ist die Optimierung der optischen Strahlführung sowie der Schutz vor äußeren Einflüssen durch Temperatur und Erschütterungen. Diese Punkte sind Aufgabe von weiterführenden und anschließenden Arbeiten.

Das neue Systemkonzept zeigt bereits jetzt das Potential, kostengünstige, mobile und kompakte THz-QTDS Messsysteme zu realisieren. Im Vergleich zu dem klassischen Systemansatz bietet das neue Konzept flexible und einfache Skalierungsmöglichkeiten und ermöglicht damit Messsysteme auf kleinster Grundfläche. In Kapitel 6.3 werden weitere Entwicklungsmöglichkeiten aufgezeigt. Das vorgestellte Systemkonzept wurde im Rahmen der Arbeit zum Patent angemeldet und befindet sich derzeit in der Prüfung [161].

5.3 Prozessüberwachung mit THz-QTDS

Neben der Optimierung der THz-QTDS Systeme bezüglich Systemkosten und -größe im vorangegangenen Abschnitt 5.2.1 soll im folgenden Abschnitt 5.3.1 die Eignung der THz-QTDS Systeme zur Prozessüberwachung untersucht werden. Bedingt durch die geringen Systemkosten, bietet sich die günstige Technik an, Langzeitmessungen und wiederkehrende Messaufgaben zu übernehmen. Im Folgenden soll die Eignung und das Anwendungspotential zur Prozessüberwachung von THz-QTDS beispielhaft anhand der zeitlichen Aushärtung von 2-Komponenten Epoxidharzklebstoffen untersucht werden.

5.3.1 Untersuchung von 2-Komponenten Epoxidharzklebstoffen mittels THz-QTDS

Die Untersuchung der Klebstoffe erfolgt mit dem in Kapitel 2.4.4 vorgestellten System in Transmissionskonfiguration. Betrachtet werden die gleichen Klebstoffe, die bereits in Kapitel 4.3 in Reflexion vermessen wurden. Die untersuchten 2-Komponenten Epoxidharzklebstoffe mit den Bezeichnungen Collopox 902 und



Collopox 903 basieren auf unterschiedlichen Bindern, nutzen jedoch einen identischen Härter, um die Aushärtungsreaktion zu starten. Die Klebstoffe grenzen sich dabei in ihrer Aushärtezeit und Reaktionsgeschwindigkeit voneinander ab. Die Herstellerangaben der Klebstoffe sind in Tabelle 4.2 angegeben.

Damit die zunächst flüssigen Klebstoffe bzw. Komponenten in Transmission untersucht werden können, kommt eine Küvette aus PE-HD zum Einsatz. Die Küvette besteht aus zwei planparallelen PE-HD Platten mit einem dazwischenliegenden Abstandhalter von 1,5 mm. Der entstehende Zwischenraum kann mit dem viskosen Klebstoff befüllt werden und als Probe im THz-QTDS System platziert werden. Damit Störeinflüsse und Systemschwankungen für die Untersuchung minimiert und kompensiert werden können, erfolgt die alternierende Messung mit Probe und Referenz mit Hilfe einer zusätzlichen Verfahreinheit. Für die Untersuchung wurden die Komponenten im vom Hersteller empfohlenen Verhältnis von 50:50 Vol.-% angesetzt und anschließend in die Küvette gefüllt. Gemessen wurde jeweils über einen Zeitraum von 21 h.

Die Messungen wurden in einem nicht klimatisierten Messraum bei Raumtemperatur durchgeführt ($\sim 20^\circ\text{C}$). Die Messgeschwindigkeit wurde mit 2 ps/s über ein Messfenster von 123 ps durchgeführt mit einer Integrationszeit des Lock-In Verstärkers von $t_c = 30$ ms. Im folgenden Abschnitt erfolgt die Auswertung der Messdaten.

5.3.2 Methoden der Auswertung

Für die Auswertung stehen prinzipiell die in Kapitel 2.1.1 beschriebenen Auswertelgorithmen für THz-TDS Systeme zur Verfügung. Jedoch unterliegen die THz-QTDS Signale den bereits beschriebenen Einschränkungen hinsichtlich Bandbreite, diskreten Frequenzen und der periodischen Pulsfolge. Damit die Zuordnung zwischen Referenz- und Probenpuls im Zeitbereichssignal gewährleistet ist, müssen, abhängig von der Probendicke und der erwarteten Verschiebung, mehrere QTDS Pulse aufgenommen werden. Im vorliegenden Fall wurden jeweils drei QTDS Pulse mit einem Messfenster von 123 ps gemessen. Für die Auswertung wird der Hauptpuls im Nullpunkt des Systems herangezogen (siehe Gleichung 5.1). Dies geschieht sowohl für die Referenz- als auch für die Probenmessung. Abhängig von der Probendicke und der Zeitverschiebung muss dafür ein Puls übersprungen werden. Mit Hilfe eines Blackman Fensters wird der entsprechende Puls im Zeitbereich selektiert und anschließend ausgewertet. Für die Auswertung wird somit lediglich der Hauptpuls bei der Nullposition des Systems genutzt.

Anschließend können die bekannten Ansätze zur Bestimmung von Brechungsindex und Absorption zur Auswertung angewendet werden. Ein besonderes Augenmerk muss dabei auf den vertrauenswürdigen Frequenzbereich gelegt werden: so

wird die ohnehin beschränkte Bandbreite des THz-QTDS Signals bedingt durch die Absorption der Probe weiter reduziert. Zur Auswertung wird der Frequenzbereich von 0.08 THz bis 0.3 THz genutzt und die Materialparameter sind über diesen Bereich gemittelt.

Bedingt durch den Aufbau der Küvette, können lediglich die effektiven Materialparameter der kompletten Probe, bestehend aus der Schichtung PE-HD, Kleber und PE-HD, ermittelt werden. Dabei erzeugt diese Auswertemethode einen systematischen Fehler und liefert nicht die reinen Materialparameter der untersuchten Probe.

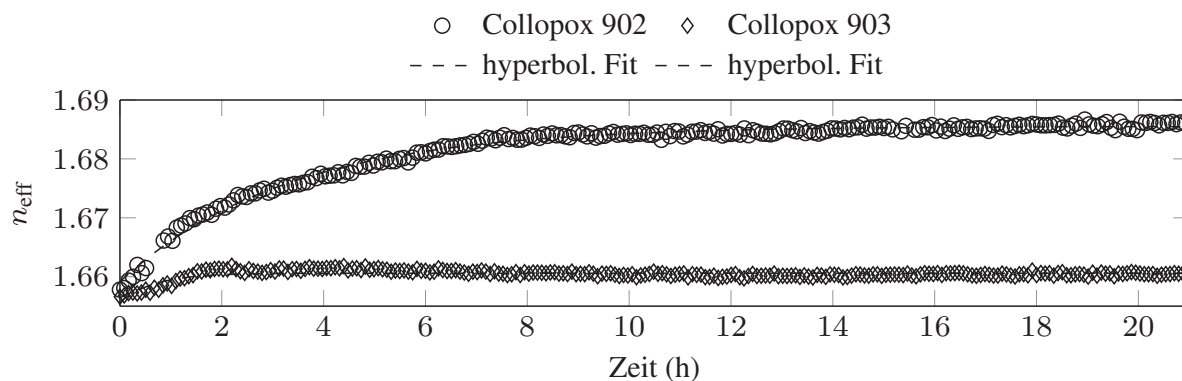
Durch den zeitlich veränderlichen Brechungsindex n_{Kleber} des Klebers werden die Transmissions- und Reflexionskoeffizienten an den Grenzflächen zum PE-HD verändert. Diese Methode kann daher lediglich dazu genutzt werden, die zeitliche Veränderung des Prozesses zu beobachten. Zur Untersuchung und Auswertung werden die im Kapitel 2.1.1 vorgestellten Gleichungen 2.3 und 2.4 herangezogen.

Eine Auswertung nach der Methode der Mehrschichtanalyse, wie sie mit der kommerziellen Software TeraLyzer möglich ist, kann auf Grund der Signalqualität und den diskreten Frequenzen nicht sinnvoll angewendet werden [62].

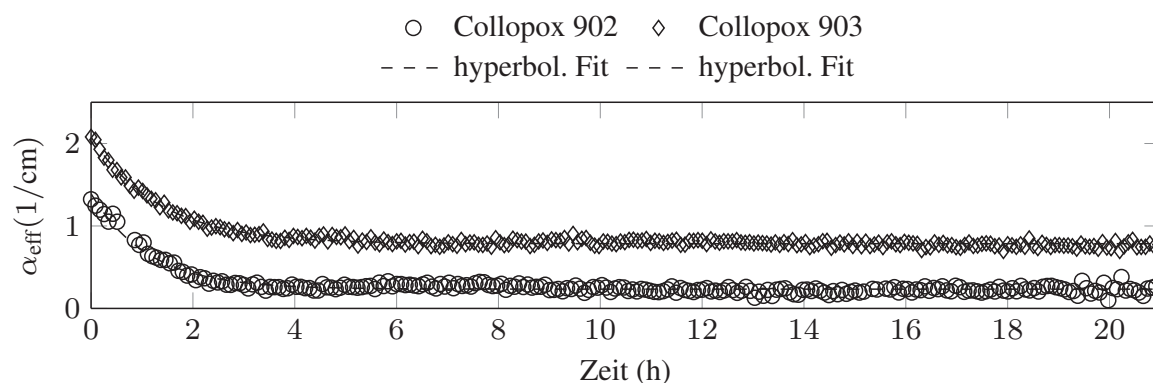
Abbildung 5.16 (a) zeigt den zeitlichen Verlauf des effektiven Brechungsindex für Collopox 902 und 903. Durch die Messpunkte wurde jeweils ein hyperbolischer Fit gelegt, mit dem die zeitliche Änderung beschrieben werden kann. Deutlich zu erkennen sind die unterschiedlichen Verläufe der beiden Klebstoffvarianten über der Zeit. Nach Tabelle 4.2 ist Collopox 903 gegenüber Collopox 902 der schneller aushärtende Kleber. Dies ist im zeitlichen Verlauf des Brechungsindex zu erkennen: eine markante Größe stellt die Dauer des Anstiegs bis zum Erreichen eines Endwertes dar. Der Verlauf des Brechungsindex für den Collopox 902 steigt über eine längere Zeit und weist auch nach mehr als 8 h noch eine Veränderung auf. Die mit dem THz-QTDS System ermittelten effektiven Brechungsindices entsprechen dem in Abbildung 4.13 bei der Messung in Reflexion beobachteten Verlauf. Unter Berücksichtigung der Tatsache, dass lediglich der effektive Brechungsindex betrachtet wird, kann der Prozess auch mit THz-QTDS beobachtet werden.

Zwar ist der Reaktionsablauf der Aushärtung auch bei Betrachtung der Absorption in Abbildung 5.16 (b) zu erkennen, jedoch ist der Verlauf weniger aussagekräftig. Auf Grund des genutzten Frequenzfensters und der Struktur der Küvette ist die gemessene Absorption sehr gering. Eine zuverlässige Interpretation der Absorptionsmessungen ist unter den gegebenen Randbedingungen nicht möglich.

Die Auswertung der THz-QTDS Signale kann - unter Vorbehalt - mit den von den THz-TDS Systemen bekannten Algorithmen erfolgen. Die Genauigkeit unterliegt jedoch gewissen Einschränkungen und durch die periodische Signalform sowie die diskreten Frequenzkomponenten kann meist nur ein kleiner Frequenzbereich zuverlässig genutzt werden. Eine umfangreiche Untersuchung der Leistungsfähig-



(a) Zeitlicher Verlauf des Brechungsindex der Collopox Kleber (50:50)



(b) Zeitlicher Verlauf der Absorption der Collopox Kleber (50:50)

Abbildung 5.16: Brechungsindex und Absorptionskoeffizient während der Aushärtung der 2-Komponenten Epoxidharzklebstoffe über die Messzeit von 21 h.

keit und der Einschränkungen der Datenauswertung verlässt den Rahmen dieser Arbeit und ist eng mit der THz-QTDS Signalform verknüpft. So muss zukünftig geklärt werden, welchen Einfluss die Einhüllende des Pulszuges auf die Datenauswertung hat. Insbesondere die Auswirkungen der auftretenden Rückreflexe und den entstehenden zusätzlichen spektralen Komponenten muss sondiert werden.

5.4 Zwischenfazit

Die THz-QTDS Technik stellt eine kostengünstige Alternative zu bestehenden THz-TDS Systemen dar. Die derzeitige Entwicklung der kommerziellen THz-TDS Systeme zeigt einen Trend hin zu immer leistungsfähigeren Messsystemen und führt zu größeren Bandbreiten, schnelleren Messungen sowie zur Datenaufnahme mit höherem SNR. Durch diese Maßnahmen versprechen sich die Anbieter neue Anwendungsfelder, jedoch kann das Leistungsvermögen dieser Systeme für viele



Messaufgaben nicht abgerufen oder umgesetzt werden. Insbesondere im industriellen Umfeld können die unter Laborbedingungen erreichbaren Bandbreiten nicht erzielt werden. Die Kosten und der Aufwand stehen somit oftmals nicht in Relation und bieten unter Umständen keinen Vorteil zur Erfüllung der Messaufgabe.

Die THz-QTDS Technik bietet die Möglichkeit, einfache und wiederkehrende Messaufgaben, insbesondere Langzeitmessungen, zu einem attraktiven Preis-Leistungsverhältnis zuverlässig zu realisieren. Unlängst wurden durch Gente et al. Langzeitmessungen mit THz-QTDS zur Überwachung des Wasserhaushalts von Pflanzen erfolgreich präsentiert [162]. Mit der Umsetzung als mobiles und autarkes Messsystem können THz-QTDS Systeme auch gezielt im Feld eingesetzt werden. Ein wesentlicher Vorteil ist dabei der äußerst günstige Systempreis im Vergleich zu THz-TDS Systemen.



6 Ausblick

Dieses Kapitel gibt einen Überblick über die Konzepte und Anwendungen, die im Rahmen der Arbeit entstanden sind, jedoch nicht vollständig umgesetzt werden konnten.

Zunächst erfolgt in Abschnitt 6.1 die Vorstellung eines neuartigen Konzepts zur ortsaufgelösten Flächenmessung mittels THz-TDS Systemen. Durch die Einführung von THz-Subpulsen besteht die Möglichkeit in Kombination mit THz-ASOPS die Umsetzung der 100%-Kontrolle mit hohen Messgeschwindigkeiten. Daran anschließend wird das Potential des Faserstreckers in Kombination mit den aktuellen fs-Laser diskutiert, zukünftig kompakte, wartungsfreie und automatisierte THz-Systeme zu ermöglichen (siehe Abschnitt 6.2). Abschließend werden weitere Konzepte für die THz-QTDS Technik vorgestellt, die zur Umsetzung von kostengünstigen, portablen und flexiblen Messsystemen beitragen können. Zum einen wird in Abschnitt 6.3.1 eine für den optischen Pfad angepasste Version des Rotators und zum anderen in Abschnitt 6.3.2 ein Systemkonzept auf Basis eines DVD-Laufwerks vorgestellt. Eine besonders kompakte Variante eines THz-QTDS Systems für Reflexionsmessungen wird in Abschnitt 6.3.3 präsentiert.

6.1 (Groß)-Flächenmessungen mit THz-TDS Systemen

Bildgebende Messungen im industriellen Maßstab stellen hohe Anforderungen an die THz-Systeme im Hinblick auf die zu überwachende Fläche, Messgeschwindigkeit und Datenauswertung. Als potentielle Anwendung der THz-Technologie in industriellen Maßstab hat sich bereits die Papier- und Kunststoffindustrie herausgestellt. Die Messung der Flächenmasse von Papierbahnen oder von Kunststofffolien stellen nur eine Aufgabe dar [163]. Zu der heute möglichen punktwisen Messung, ist vielmehr die flächendeckende 100% Abdeckung und Überwachung der gesamten Bahnen von der Industrie gefordert, damit die Messtechnik in industriellen Maßstäben eingesetzt werden kann.

Bisherige THz-Messsysteme haben lediglich einen einzelnen Messpunkt pro Messvorgang auf der Probe ermöglicht. Zwar existieren auch Verfahren, die pro Einzelmessung mehr Informationen pro Fläche liefern, jedoch weisen diese signifikante Nachteile auf. Dazu zählt das Verfahren der Frequenz-zu-Orts-Transformation. Damit kann eine Messung entlang einer Fokuslinie über mehrere zehn Zentimeter erfolgen. Das Verfahren führt jedoch zu einer unterschiedlichen Verteilung der Frequenzen entlang der Messlinie und damit zu einer unterschiedlichen Auflösung über der Probe [164, 165]. Weiterhin wird durch die spektrale Aufweitung des THz-Pulses nur ein begrenzter Frequenzbereich für die Messung genutzt, die übrigen Frequenzkomponenten entfallen ungenutzt. Das nach der Messung zusammenge-



setzte Zeitbereichssignal weist eine starke zeitliche Aufweitung im Vergleich zu der Ursprungsform auf. Um die Daten mit der benötigten Frequenzauflösung auswerten zu können, muss ein entsprechend großes Messfenster gewählt werden. Für eine zuverlässige Auswertung wird ein Proben- und Referenzsignal benötigt.

Andere Konzepte sehen eine parallele Anordnung von mehreren Sende- und Empfangspaaren vor. Jedoch erhöhen sich dadurch die Systemkosten und die Komplexität deutlich [166]. Höhere optische Leistungen können durch hohe Energiespitzen der optischen fs-Pulse in den Glasfasern nichtlineare Effekte hervorrufen. Die Auflösung skaliert mit den Antennenpaaren und den so generierten Messpunkten. Einhergehend damit steigen die Systemkosten signifikant an. Der Aufwand für Datenaufnahme und Zeitverzögerung erhöht sich mit der Anzahl der Antennenpaare. In jedem Fall ist eine flächendeckende Überwachung eines großen Messbereichs für Anwendungen im industriellen Maßstab mit den bestehenden Methoden nicht zielführend und kosteneffizient umsetzbar.

In diesem Abschnitt soll der Ausblick auf ein neues Messkonzept gegeben werden, welches eine effizientere Ausnutzung der Systemressourcen zulässt, bestehende Konzepte ergänzt und eine kostengünstige Umsetzung ermöglicht. Das Verfahren wurde im Rahmen dieser Arbeit zum Patent angemeldet und befindet sich derzeit in der Prüfungsphase [167].

6.1.1 Konzept: Sub-Pulse

Das Prinzip des neuartigen Verfahrens ist in Abbildung 6.1 gegenüber der üblichen Methode (a) schematisch dargestellt und beruht auf der Zerlegung eines einzelnen THz-Pulses in mehrere THz-Sub-Pulse (b). Dabei wird der abgestrahlte THz-Puls gezielt in zeitlich und örtlich versetzte THz-Sub-Pulse zerlegt und kollimiert auf die Probe geführt. Anschließend werden die THz-Sub-Pulse nach Durchlaufen der Probe räumlich zusammengeführt und mit einer THz-Antenne zeitlich separiert detektiert. Das Resultat ist eine Aneinanderreihung von THz-Sub-Pulsen, vergleichbar einer Perlenkette, deren zeitliche Position einem definierten Ort oder Bereich auf der Probe zugeordnet werden kann.

Mit Hilfe dieses Verfahrens ist es möglich, während einer Messung an mehreren Positionen Informationen über die Probe zu sammeln. Eine potentielle Anwendung ist die 100%-Kontrolle von flächigen Produkten, wie z.B. Papierbahnen, Fleecen, Schaumstoffen, Kunststoffbahnen oder vergleichbaren Prozessen und Produkten. Die Ortsauflösung der Messung auf der Probe selbst ist durch die Aufteilung und Separation der Sub-Pulse limitiert. Eine Rasterung mit einer Auflösung von wenigen Millimetern ist nicht umsetzbar, jedoch kann eine ausreichende Ortsauflösung im Zentimeterbereich zur Beurteilung der Probe erreicht werden. Zu beachten ist, dass sich die Energie des Ausgangssignals auf die Sub-Pulse verteilt und diese bei

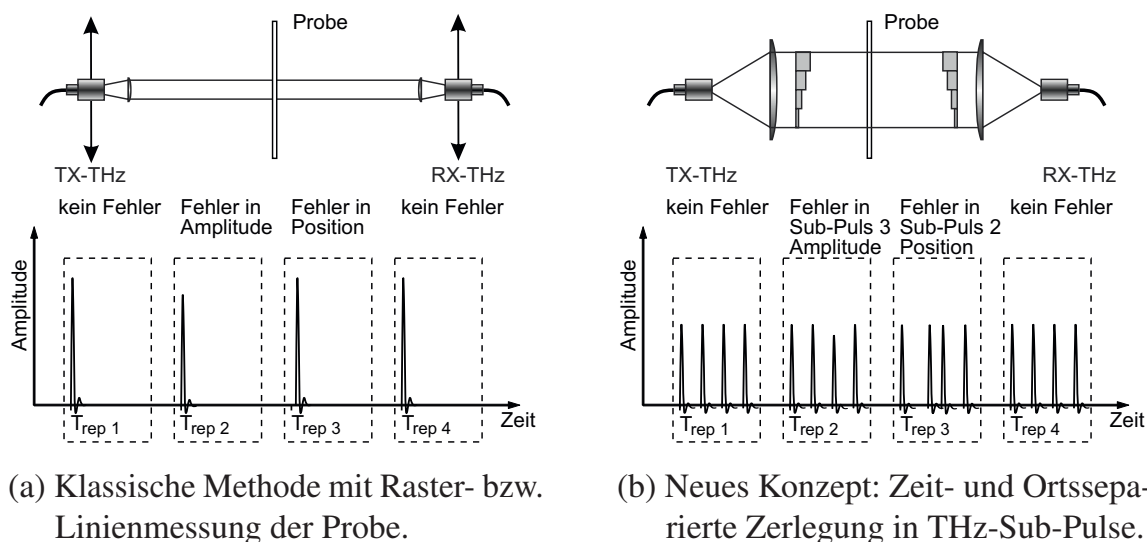
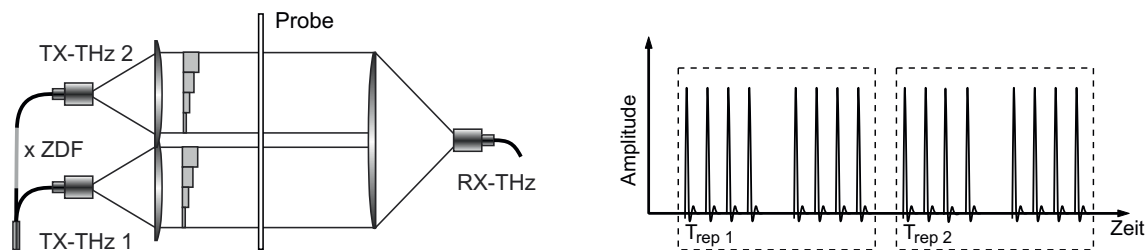


Abbildung 6.1: Schematische Darstellung des Messprinzips: (a) zeigt die herkömmliche Methode und (b) deutet das Verfahren mit Sub-Pulsen an, die örtlich separiert und zeitlich versetzt verlaufen.

der Detektion ausreichend groß sein müssen, was lediglich eine endliche Zahl an Sub-Pulsen zulässt.

Grundsätzlich sind mit dem Konzept verschiedene Konfigurationen möglich. Zu den einfachsten zählt das Einführen eines Stufenkeils (z.B. PE-HD) in den kollimierten THz-Strahlengang. Bereits auf diese Weise können versetzte Sub-Pulse erzeugt werden, die eindeutig einer Position im kollimierten Strahlengang zugeordnet werden können. Durch die unterschiedliche optische Dicke weist der THz-Puls beim Durchlaufen des Stufenkeils verschiedene Laufzeiten auf, anhand derer eine eindeutige Zuweisung zum Ort erfolgen kann. Um große Abstufungen zu vermeiden, können die Stufenelemente auf beiden Seiten der Proben verteilt oder kombiniert eingesetzt werden. Die Umsetzung der Sub-Pulse kann auf vielfältige Weise erfolgen, dabei zeigen Stufenkeile und gestufte Spiegel sicherlich nur eine Möglichkeit auf.

Gegenstand zukünftiger Untersuchungen wird es sein zu ermitteln, inwieweit sich die Auswertung der Signale von denen herkömmlicher Systeme unterscheidet. Ein erster Ansatz ist bereits in Abbildung 6.1 (unten) skizziert. Abbildung 6.1 (a, unten) zeigt die klassische Methode mit 4 aufeinander folgenden Messungen. Mit der Sub-Puls-Methode können die gleichen Informationen bereits mit einer Messung eingeholt werden. So kann das Signal innerhalb der Messfenster in weitere Fenster unterteilt werden, die der Ortspositionen auf der Probe zugeordnet sind und auf Veränderungen zur vorhergehenden Messung ausgewertet werden. Eine Auswertung der Signale über der Zeit kann auf einfache Weise Fehler oder Änderungen an der Probe sichtbar machen, angedeutet in Abbildung 6.1 (b, unten). Sollten



(a) Skalierte Anordnung mit zwei Sendemodulen und einer Empfangsantenne.

(b) Einlaufende Messdaten bei der Ausführung mit 2 Sendemodulen. Die Probengröße und die Anzahl der Sub-Pulse kann bei gleicher Messgeschwindigkeit erhöht werden.

Abbildung 6.2: Skalierte Ausführung für ASOPS und ECOPS Systeme mit mehreren Sendemodulen ermöglicht die Überwachung größerer Flächen.

die zeitlichen Fenster es zulassen, so kann für jeden Probenpunkt auch die spektrale Information ermittelt werden. Damit stünden die bekannten und etablierten Algorithmen der THz-TDS Systeme zur Verfügung.

Damit das Konzept den Vorteil gegenüber schnelleren Einzelmessungen ausspielen kann, muss das System in kurzer Zeit ein möglichst großes Messfenster aufnehmen können. Derzeit verfügen lediglich die Systeme ohne mechanische Verzögerungsstrecke über die notwendigen Eigenschaften, das Konzept erfolgversprechend umzusetzen. In Abschnitt 2.2.3 werden verschiedene geeignete Systemkonzepte vorgestellt. Eine beispielhafte Realisierung sei im folgenden Abschnitt als Ausblick gegeben.

6.1.2 Ausblick: Umsetzung für ASOPS

Eine Kombination des neuen Konzepts mit einem THz-ASOPS-System erscheint aus folgenden Gründen besonders vielversprechend: Bei den ASOPS basierten THz-Systemen wird prinzipbedingt ein Messbereich entsprechend der inversen Repetitionsrate von typischerweise $T_{\text{rep}} = 1/f_{\text{rep}}$ generiert. Für den Betrieb mit Einzelmessungen und zum Abrastern der Probe wirkt sich dies als Nachteil aus, da der Nutzbereich nur einen kleinen Prozentsatz des Messbereichs abdeckt. Für das Konzept mit den Sub-Pulsen stellt diese Eigenschaft jedoch einen deutlichen Vorteil dar. So ist es ohne Probleme möglich, im Zuge einer Messung mehrere Sub-Pulse aufzunehmen und auf diese Weise das Messfenster besser auszunutzen. Vorteilhaft ist zudem die hohe Messgeschwindigkeit bis in den kHz-Bereich, welche für das Konzept beibehalten werden kann.



Da es jedoch nicht sinnvoll ist, die Energie einer THz-Sendeantenne auf eine große Anzahl von THz-Sub-Pulsen zu verteilen, ist eine modulare Auslegung mit mehreren Sendemodulen sinnvoll. Abbildung 6.2 (a) zeigt das schematische Konzept einer Mehrkanalausführung speziell für den Einsatz in ASOPS oder vergleichbaren Systemen, z.B. ECOPS. Durch den modularen Aufbau kann ein deutlich größerer Probenbereich zur Überwachung mit THz-Pulsen abgedeckt werden. Die einlaufenden Sub-Pulse im Messfenster sind in Abbildung 6.2 (b) skizziert.

Durch die ohnehin schon hohe Messgeschwindigkeit der ASOPS Systeme sind Einsätze der Technologie an industriellen Anlagen im Regelbetrieb zur lückenlosen Qualitätskontrolle und 100%-Kontrolle denkbar. Das Konzept ermöglicht die schnelle Bildgebung über große Flächen mit Abmessungen im Bereich bis zu mehreren Metern bei Messgeschwindigkeiten im kHz-Bereich.

6.2 Die nächste Generation THz-TDS Systeme mit Faserstrecke

Aktuelle Entwicklungen auf dem Gebiet der fs-Laser eröffnen auch für zukünftige Systeme ein deutliches Entwicklungspotential. Die Geräte der neuesten Generation von fs-Lasern können durch ihre kompakte Bauweise und die geringe Leistungsaufnahme sowie die vereinfachte Steuerung, zu einer Verbesserung der Systemstabilität und Reduzierung der Systemabmessungen der THz-Systeme beitragen. Die Baugröße und die Stabilität der neuen Generation wurde durch einen durchgehend faserbasierten und passiven Ansatz der Modenkopplung weiter verbessert [79]. Die bisher notwendigen externen Steuer- und Regeleinheiten können entfallen.

Baugröße und Stabilität lassen damit eine Kombination von Laser und Faserstrecke in einem gemeinsamen Gehäuse zu und vereinfachen die Anwendung als THz-System. Lediglich die fasergekoppelten THz-Antennen mit den elektrischen Anbindungen werden elektrisch und optisch nach außen geführt, die übrigen Systemkomponenten können gekapselt in einem kompakten Gehäuse integriert werden.

Die derzeitige Ausbaustufe der Faserstrecke hat wesentlich zur Verbesserung der Zuverlässigkeit und Automatisierung der Verzögerungsstrecke und damit des Messprozesses beigetragen. Die durchgehende Führung aller optischen Signale in PM-Fasern ermöglicht den Verzicht auf Polarisationssteller und macht damit die Nachjustage durch den Nutzer überflüssig. Durch eine intelligente Regelung des Interferometers und die direkte Verknüpfung in einem gekapselten Gehäuse, kann zukünftig ein schnelles, automatisiertes und zuverlässiges THz-Messsystem realisiert werden.

Aufgrund der kompakten Bauform und damit möglichen Kapselung scheint dieses Systemkonzept für den industriellen Einsatz bei einem akzeptablen Preis-



Leistungsverhältnis geeignet. Weiterhin trägt die fortschreitende Integration und die einfache Bedienbarkeit zur Akzeptanz der Systeme bei. Mit der kompakten Baugröße und der umfassenden Integration ist mit einer erhöhten Stabilität und einer hohen Zuverlässigkeit der Systeme zu rechnen [84].

6.3 THz-QTDS Systeme

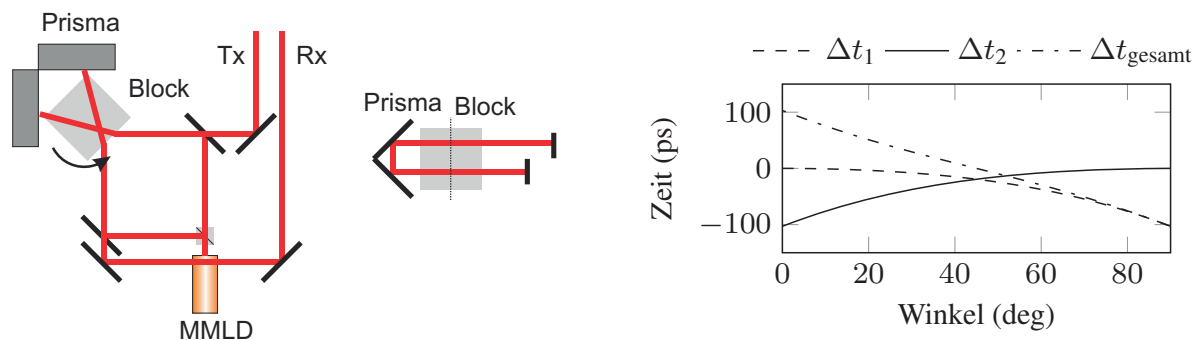
Aber auch die THz-QTDS Technik bietet weiteres Potential zur Verbesserung der Leistungsfähigkeit und Flexibilität. Mit fortschreitender Reduzierung der Baugröße und durch günstigere und optimierte Komponenten können die Systemkosten zukünftig weiter gesenkt werden. Damit kann die Technik zu einer Alternative für die industrielle Prozessüberwachung heranwachsen.

Ein möglicher Ansatzpunkt zur Verbesserung ist die Verzögerungseinheit. In Abschnitt 6.3.1 wird eine rotierende optische Verzögerungseinheit diskutiert. Daran anschließend wird in Abschnitt 6.3.2 die Umsetzung eines kompakten und günstigen THz-QTDS Systems auf Basis eines optischen Laufwerks (DVD Laufwerk) vorgestellt. Abschließend wird in Abschnitt 6.3.3 ein Konzept zur Reflexionsmessung mit THz-QTDS basierend auf dem neuen Systemkonzept präsentiert.

6.3.1 Optischer Rotator im THz-QTDS System

Die in Kapitel 3.3 vorgestellte Verzögerungseinheit für THz-TDS Systeme kann in einer modifizierten Version für den optischen Teil des THz-QTDS Systems eingesetzt werden. Zunächst wird davon ausgegangen, dass die Dispersionseffekte im optischen Verzögerungselement für die optischen Signale der MMLD vernachlässigt werden können. Als Verzögerungselement kann ein planparalleler Würfel aus Glas verwendet werden. Ähnlich zum Prinzip des Autokorrektors nach Boggy et al. [126], kann durch das gleichzeitige Durchlaufen bzw. Verzögern beider Spektrometerarme eine gegenläufige Verzögerung erzielt werden. Abbildung 6.3.1 stellt eine solche Anordnung schematisch dar. Im Gegensatz zu der nichtlinearen Zeitachse des Rotators kompensieren sich die nichtlinearen Zeitachsen durch gegenläufige Anordnung und daraus resultiert eine nahezu lineare Zeitachse für die Verzögerung.

Zunächst wird das Licht der MMLD mit einem Strahlteiler auf Emitter- und Detektopfad aufgeteilt und anschließend unter einem festen Einfallswinkel zueinander auf die Facette des Blocks gerichtet. Analog zu Kapitel 3.3 resultiert bei einem Durchlauf durch den Block eine winkelanhängige Verzögerung. Nach dem ersten Durchlauf tritt ein Parallelversatz auf. Um diesen zu kompensieren spiegelt z.B. ein längs angeordnetes Prisma den Strahl in eine zweite Ebene, woraufhin der Block erneut durchlaufen wird. Der Strahl befindet sich auf einer zweiten Ebene an der Eintrittsstelle. Nach Durchlaufen der Verzögerungseinheit kann das Signal



(a) Schematische Umsetzung eines kompakten optischen Rotators als Draufsicht (links) und das Prinzip der zwei Ebenen als Seitenansicht (rechts).

(b) Simulation der Zeitverzögerung für beide Spektrometerarme und die resultierende annähernd lineare Achse.

Abbildung 6.3: Umsetzung eines optischen Rotators: kompakter Aufbau mit nahezu linearer Zeitachse durch gegenläufigen Betrieb.

in gewohnter Weise zu den THz-Antennen geführt werden oder in eine Glasfaser zur weiteren Führung eingekoppelt werden. Bedingt durch die Verwendung im optischen Bereich des Spektrometers sind die Anforderungen an Oberflächen, Güte und mechanische Ausführung sehr hoch. Dies würde sich bei einer praktischen Realisierung negativ auf die Systemkosten und ggf. auf die Stabilität auswirken. Ein technischer Nachweis steht noch aus.

6.3.2 THz-QTDS auf Basis eines optischen Laufwerks

In Kapitel 5.2 wurde ein neuartiges Systemkonzept für THz-QTDS erarbeitet und bereits mit verschiedenen Verzögerungseinheiten realisiert und getestet. Das Potential eines günstigen Messsystems in Kombination mit einem Raspberry Pi wurde aufgezeigt.

Jedoch bietet das Konzept langfristig noch deutlich mehr Potential. So kann auf Basis eines kommerziellen DVD-Laufwerks ebenfalls ein THz-QTDS System konzipiert werden. Die bereits im DVD-Laufwerk enthaltenen Komponenten erfüllen dabei schon die wesentlichen Anforderungen und Funktionen: Verzögerungseinheit und Laserquelle. Die Laserquellen unterscheiden sich für die optischen Medien in der Wellenlänge: Bluray 480 nm, DVD 660 nm und CD 780 nm. Die hier besprochenen THz-QTDS Systeme basieren auf Laserdioden mit einer Wellenlänge von 660 nm. Darüber hinaus ist die Optikeinheit mit Laser und Treiberelektronik bereits auf dem beweglichen Schlitten montiert.

Abbildung 6.4 (a) zeigt die bisherige Umsetzung des neuen Systemkonzepts mit gleichzeitiger Verzögerung von Emitter- und Detektorarm. Da der Laserstrahl bei ei-

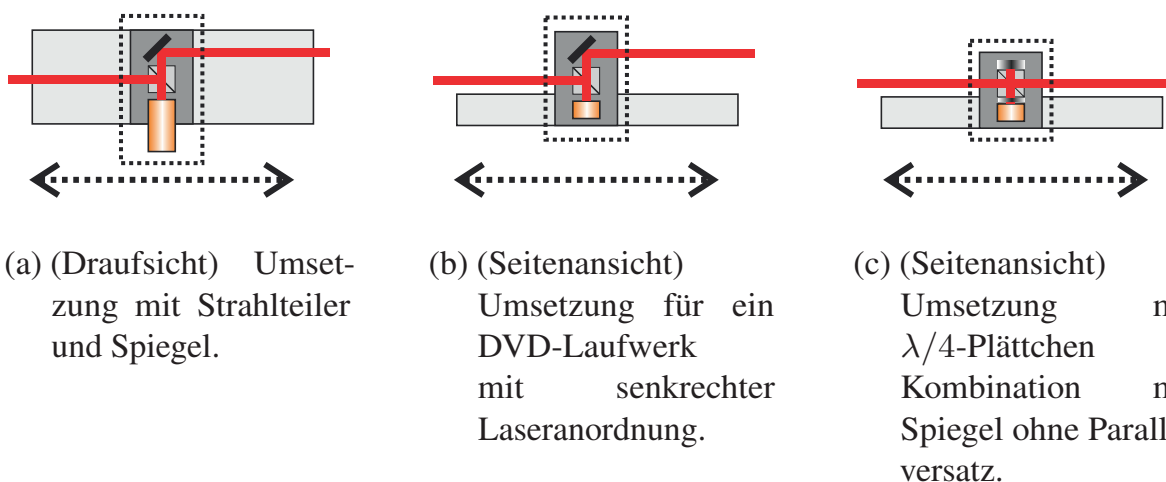


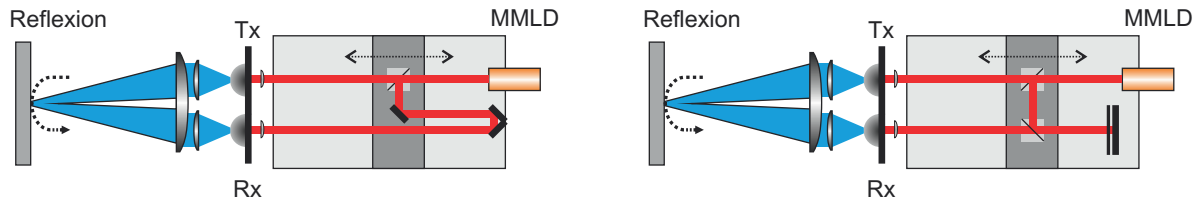
Abbildung 6.4: Mögliche Realisierungen in Kombination mit einem optischen Laufwerk.

nem optischen Laufwerk den Schlitten senkrecht zur Bewegungsachse verlässt, sind in Abbildung 6.4 (b,c) zwei mögliche Abwandlungen für diesen Fall schematisch dargestellt. Der Fall in Abbildung 6.4 (b) setzt das erprobte Konzept mit Strahlteiler und Umlenkspiegel direkt um, erzeugt jedoch einen ungewünschten Parallelversatz der ausgehenden optischen Strahlen. Die Variante in Abbildung 6.4 (c) nutzt eine $\lambda/4$ -Platte in Kombination mit einem Planspiegel, um die Strahlen über einen polarisationsabhängigen Strahlteiler umzulenken. Damit wären die wesentlichen Komponenten für ein kompaktes THz-QTDS System zu einem sehr günstigen Preis bereits vorhanden.

Das vorgestellte Konzept bietet langfristig die Perspektive, THz-QTDS Systeme für die industrielle und mobile Anwendung zu einem günstigen Preis-Leistungsverhältnis zu realisieren. Kurz- und mittelfristig sind dafür jedoch noch weitere Entwicklungsschritte und Verbesserungen notwendig.

6.3.3 THz-QTDS in kompakter Reflexionsgeometrie

Die bisher vorgestellten Konzepte für THz-QTDS haben sich auf die Umsetzung von Systemen für Transmissionsmessungen konzentriert. Für die Realisierung von THz-QTDS Systemen muss verstärkt auf die Einhaltung der Längenkonvention geachtet werden (siehe Kapitel 5.1.1). Um auch Reflexionsmessungen mit kompakten THz-QTDS Systemen durchzuführen, kann das neue Systemkonzept aus Kapitel 5.2.1 weiter modifiziert werden. Unter der Zielsetzung, eine kompakte und kostengünstige Bauweise zu ermöglichen, sind in Abbildung 6.5 (a,b) zwei mögliche Lösungen schematisch dargestellt.



(a) Reflexionsaufbau mit Retroreflektor.

(b) Reflexionsaufbau mit zwei Strahlteilern, $\lambda/4$ -Plättchen und Spiegel.

Abbildung 6.5: Potentielles Konzept eines kompakten THz-QTDS Reflexionsaufbaus.

Ausgangspunkt für beide Lösungen ist die parallele Anordnung der THz-Antennen entsprechend der in Kapitel 3.2.3 vorgestellten Reflexionssonde. Weiteres Kernelement ist der verschiebbare Strahlteiler und die Anordnung der MMLD. Der Laserstrahl geht von der MMLD durch den Strahlteiler und trifft auf die Sendeanenne. Dabei ist es denkbar, dass die MMLD entweder auf der Verzögerungseinheit integriert ist oder wie in der Abbildung 6.5 (a,b), daneben positioniert ist. Ab Verlassen des Strahlteilers beginnt der Emitterpfad l_e . Das erzeugte THz-Signal wird zunächst kollimiert und über eine weitere Linse auf die Reflexionsebene abgebildet und dort zurückgeworfen. Analog erfolgt die Abbildung auf die Detektorantenne, damit ist die Länge des THz-Pfades mit l_{THz} fest vorgegeben. Der zweite am Strahlteiler ausgekoppelte Anteil repräsentiert den optischen Detektorpfad l_d bis zu der Detektorantenne.

In Abbildung 6.5 (a) verläuft der optische Pfad zunächst über einen Spiegel parallel in entgegengesetzte Richtung des Emitterpfades und wird anschließend mit einem Retroreflektor auf die Detektorantenne geführt. Analog zu Kapitel 5.2.1 wird durch Verschieben des Strahlteilers und des Spiegels Emitter- und Detektorpfad gleichermaßen gegenläufig verändert. Auf diese Weise kann das THz-Signal aufgenommen werden.

Eine weitere Umsetzung ist in Abbildung 6.5 (b) aufgezeigt. Für diesen Fall wurde zum einen der Spiegel auf der Verfahrenseinheit durch einen weiteren Strahlteiler ersetzt und zum anderen der Retroreflektor durch eine $\lambda/4$ -Platte in Kombination mit einem Planspiegel. Bei beiden Konzepten kann die Länge des THz-Pfades durch die Position von Retroreflektor bzw. Planspiegel angepasst werden. Insgesamt bieten die Konzepte das Potential für äußerst kompakte und günstige THz-QTDS Systeme. Insbesondere die Anordnung der THz-Antennen kann zukünftig weiter verkleinert werden - und eröffnet damit neue Anwendungsfelder als mobiles und kompaktes Messsystem. Grundsätzlich könnten die in Kapitel 4 vorgestellten Anwendungen damit abgedeckt und bearbeitet werden. Insbesondere die Prozessüberwachung bietet mit diesem Konzept das Potential, industriellen Ansprüchen zu genügen.





7 Zusammenfassung

Die Wandlung der THz-Zeitbereichsspektroskopie von der reinen Laboranwendung hin zu einer industriellen Sensortechnologie befindet sich derzeit in einem fließenden Umbruch. Einhergehend mit den technologischen Verbesserungen der einzelnen Komponenten und der Erschließung weiterer Anwendungsfelder, übernehmen kommerzielle Systemanbieter den Markt für THz-Systeme und geben damit maßgeblich die Entwicklungsrichtung vor. Nicht nur in Europa entstehen neue Anbieter, sondern weltweit engagieren und etablieren sich Firmen auf dem Gebiet der THz-Technologie [2].

Momentan richten sich die kommerziellen Systemanbieter gleichermaßen an universitäre Forschungseinrichtungen und industrielle Anwender und versuchen beide Bereiche parallel zu bedienen. Deutlich dabei zu erkennen ist, das Fehlen eines kostengünstigen THz-Systems, welches den speziellen industriellen Anforderungen gerecht wird. Dies ist zugleich Ausgangspunkt und Motivation für diese Arbeit. Dazu werden in dieser Arbeit zunächst die Grundlagen der THz-Systemtechnik in Kapitel 2 vorgestellt und eingeführt. Bereits an dieser Stelle wird das Augenmerk auf die Schlüsselkomponenten der THz-Systeme gelegt, die im anschließenden Kapitel 3 im Mittelpunkt stehen.

Eine wesentliche Rolle bei den hier untersuchten THz-Spektrometern nehmen die Verzögerungsstrecken ein. Sie haben Einfluss auf die Genauigkeit, die Messgeschwindigkeit und tragen wesentlich zu den Systemkosten und damit zur Akzeptanz der Messtechnik bei. Zum einen wird eine weitere Variante des Faserstreckers als Basis für ein mobiles und robustes THz-System vorgestellt. Zum anderen wird ein neues Konzept als schnelle und kostengünstige Alternative präsentiert. Der so genannte Rotator ermöglicht das schnelle Messen mit über 800 Pulsen/s und kann bestehende THz-Systeme kostengünstig erweitern - damit ist er prädestiniert zur schnellen bildgebenden Messung. Weiterhin werden in diesem Kapitel Messanordnungen und Konzepte für die Reflexionsmessung eingeführt.

Das anschließende Kapitel 4 widmet sich gänzlich den THz-Reflexionsmessungen und zeigt bei unterschiedlichen Messaufgaben mögliche Anwendungsfelder und Auswertungsmethoden auf. Am Beispiel der kontakt- und zerstörungsfreien Wandstärkenbestimmung von Kunststoffrohren wird eine konkrete industrielle Anwendung vorgestellt. Daran anschließend wird das Potential der Reflexionsmessung zur Prozessüberwachung am Beispiel der Aushärtung von 2-Komponentenklebern, der Kristallisation von Zucker und der Bestimmung der Doppelbrechung demonstriert.

Um die THz-Technik als industrielle Messtechnik zu etablieren muss der Systempreis weiter gesenkt werden. Die THz-QTDS Technik kann eine zukünftige Lösung darstellen. Das Kapitel 5 beschäftigt sich mit der Optimierung der THz-QTDS Systeme bezüglich Baugröße und Kosten. Mit Hilfe eines neuen Systemkonzepts



konnten sowohl die Baugröße deutlich reduziert als auch die Systemkosten ebenfalls gesenkt werden. Vielmehr bietet das Konzept zukünftig die Möglichkeit, THz-Systeme mit den Abmessungen eines DVD-Laufwerks zu realisieren. Die entwickelte Messplattform auf Basis eines Raspberry Pi ermöglicht eine hohe Präzision und Reproduzierbarkeit der Zeitposition bei äußerst geringen Kosten.

Um zukünftigen Herausforderungen im industriellen Umfeld zu begegnen, werden in Kapitel 6 weitere Konzepte diskutiert. So wird ein Verfahren für THz-TDS Systeme vorgestellt, welches die Echtzeitüberwachung von großflächigen Proben über mehrere Meter ermöglichen wird. Weiterhin wird ein Ausblick auf zukünftige Entwicklungen von THz-QTDS, insbesondere der Reflexionsmessung, gegeben.

Die THz-Systeme befinden sich auf dem Weg zur industriellen Sensortechnologie - jedoch ist noch ein weiter Weg zu gehen. Zukünftig werden Wettbewerb und umgesetzte Stückzahl den Preis der Komponenten und Systeme weiter senken, jedoch steht mit der THz-QTDS Technik auch eine Alternative bereit, um kostengünstige Systeme zu realisieren.



Literaturverzeichnis

- [1] S. Wietzke, C. Jansen, M. Scheller, N. Krumbholz, O. Peters, C. Jördens, T. Jung, S. Chatterjee, T. Hochrein und M. Koch, „Anwendungen für Terahertz-Systeme: Märkte und Perspektiven einer innovativen Technik“, *Chemie-Ingenieur-Technik* **82** (4), S. 467–476, (2010).
- [2] T. Hochrein, „Markets, Availability, Notice, and Technical Performance of Terahertz Systems: Historic Development, Present, and Trends“, *J. Infrared, Millimeter, Terahertz Waves* **36** (3), S. 235–254, (2014).
- [3] E. F. Nichols und J. D. Tear, „Joining the infra-red and electric wave spectra“, *Astrophys. J.* **61**, S. 17–37, (1925).
- [4] X. C. Zhang und J. Xu, *Introduction to THz wave photonics*, Springer US, (2010).
- [5] I. Hosako, N. Sekine, M. Patrashin, S. Saito, K. Fukunaga, Y. Kasai, P. Baron, T. Seta, J. Mendrok, S. Ochiai und H. Yasuda, „At the Dawn of a New Era in Terahertz Technology“, *Proc. IEEE* **95** (8), S. 1611–1623, (2007).
- [6] C. Corsi und F. Sizov, Hrsg., *THz and Security Applications*, Springer / NATO Emerging Security Challenges Division, (2014).
- [7] J. M. Chamberlain, „Where optics meets electronics: recent progress in decreasing the terahertz gap“, *Philos. Trans. A. Math. Phys. Eng. Sci.* **362** (1815), 199–211, discussion 212–213, (2004).
- [8] L. Yang, S. Long, X. Guo und Y. Hao, „A comparative investigation on sub-micrometer InN and GaN Gunn diodes working at terahertz frequency“, *J. Appl. Phys.* **111**, 10, (2012).
- [9] M. Feiginov, C. Sydlo, O. Cojocari und P. Meissner, „Resonant-tunnelling-diode oscillators operating at frequencies above 1.1 THz“, *Appl. Phys. Lett.* **99** (23), S. 21–24, (2011).
- [10] J. C. Pearson, B. J. Drouin, A. Maestrini, I. Mehdi, J. Ward, R. H. Lin, S. Yu, J. J. Gill, B. Thomas, C. Lee, G. Chattopadhyay, E. Schlecht, F. W. Maiwald, P. F. Goldsmith und P. Siegel, „Demonstration of a room temperature 2.48–2.75 THz coherent spectroscopy source“, *Rev. Sci. Instrum.* **82** (9), S. 1–9, (2011).
- [11] E. Öjefors, B. Heinemann und U. R. Pfeiffer, „Active 220- and 325-GHz frequency multiplier chains in an SiGe HBT technology“, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **59** (5), S. 1311–1318, (2011).



- [12] Q. Y. Lu, N. Bandyopadhyay, S. Slivken, Y. Bai und M. Razeghi, „Continuous operation of a monolithic semiconductor terahertz source at room temperature“, *Appl. Phys. Lett.* **104** (22), S. 1–6, (2014).
- [13] B. S. Williams, „Terahertz quantum-cascade lasers“, *Nat. Photonics* **1** (9), S. 517–525, (2007).
- [14] S. Boppel, A. Lisauskas, A. Max, V. Krozer und H. G. Roskos, „CMOS detector arrays in a virtual 10-kilopixel camera for coherent terahertz real-time imaging“, *Opt. Lett.* **37** (4), S. 536–8, (2012).
- [15] F. Schuster, D. Coquillat, H. Videlier, M. Sakowicz, F. Teppe, L. Dussopt, B. Giffard, T. Skotnicki und W. Knap, „Broadband terahertz imaging with highly sensitive silicon CMOS detectors“, *Opt. Express* **19** (8), S. 7827–7832, (2011).
- [16] E. Öjefors, A. Lisauskas, D. Glaab, H. G. Roskos und U. R. Pfeiffer, „Terahertz imaging detectors in CMOS technology“, *J. Infrared, Millimeter, Terahertz Waves*, **30**, 12, (2009).
- [17] A. Lisauskas, M. Bauer, S. Boppel, M. Mundt, B. Khamaisi, E. Socher, R. Venckevičius, L. Minkevičius, I. Kašalynas, D. Seliuta, G. Valušis, V. Krozer und H. G. Roskos, „Exploration of Terahertz Imaging with Silicon MOSFETs“, *J. Infrared, Millimeter, Terahertz Waves* **35** (1), S. 63–80, (2014).
- [18] R. J. B. Dietz, N. Vieweg, T. Puppe, A. Zach, B. Globisch, T. Göbel, P. Leisching und M. Schell, „All fiber-coupled THz-TDS system with kHz measurement rate based on electronically controlled optical sampling“, *Opt. Lett.* **39** (22), S. 6482, (2014).
- [19] F. Buccheri und X.-C. Zhang, „Terahertz emission from laser-induced microplasma in ambient air“, *Optica* **2** (4), S. 366, (2015).
- [20] C. Jastrow, K. Münter, R. Piesiewicz, T. Kürner, M. Koch und T. Kleine-Ostmann, „300 GHz transmission system“, *Electron. Lett.* **44** (3), S. 213, (2008).
- [21] P. Jepsen, D. Cooke und M. Koch, „Terahertz spectroscopy and imaging - Modern techniques and applications“, *Laser Photon. Rev.* **5** (1), S. 124–166, (2011).
- [22] C. Jansen, S. Wietzke, O. Peters, M. Scheller, N. Vieweg, M. Salhi, N. Krumbholz, C. Jördens, T. Hochrein und M. Koch, „Terahertz imaging: applications and perspectives.“, *Appl. Opt.* **49** (19), S. 48–57, (2010).



- [23] W. Zouaghi, M. D. Thomson, K. Rabia, R. Hahn, V. Blank und H. G. Rokos, „Broadband terahertz spectroscopy: principles, fundamental research and potential for industrial applications“, *Eur. J. Phys.* **34** (6), S. 179–199, (2013).
- [24] S. Preussler, N. Wenzel und T. Schneider, „Flat, rectangular frequency comb generation with tunable bandwidth and frequency spacing“, *Opt. Lett.* **39** (6), S. 1637–40, (2014).
- [25] S. Preußler, N. Wenzel, R.-P. Braun, N. Owschimikow, C. Vogel, A. Deninger, A. Zadok, U. Woggon und T. Schneider, „Generation of ultra-narrow, stable and tunable millimeter- and terahertz- waves with very low phase noise“, *Opt. Express* **21** (20), S. 23950–62, (2013).
- [26] T. Kürner, „Cover Letter for the Special Issue on THz Communications“, *J. Infrared, Millimeter, Terahertz Waves* **36** (2), S. 95–96, (2015).
- [27] J. P. Guillet, B. Recur, L. Frederique, B. Bousquet, L. Canioni, I. Manek-Hönninger, P. Desbarats und P. Mounaix, „Review of Terahertz Tomography Techniques“, *J. Infrared, Millimeter, Terahertz Waves* **35** (4), S. 382–411, (2014).
- [28] P. U. Jepsen, R. H. Jacobsen und S. R. Keiding, „Generation and detection of terahertz pulses from biased semiconductor antennas“, *J. Opt. Soc. Am. B* **13** (11), S. 2424, (1996).
- [29] N. Vieweg, B. M. Fischer, M. Reuter, P. Kula, R. Dabrowski, M. A. Celik, G. Frenking, M. Koch und P. U. Jepsen, „Ultrabroadband terahertz spectroscopy of a liquid crystal“, *Opt. Express* **20** (27), S. 28249–56, (2012).
- [30] D. M. Mittleman, S. Hunsche, L. Boivin und M. C. Nuss, „T-ray tomography“, *Opt. Lett.* **22** (12), S. 904–6, (1997).
- [31] H.-B. Liu, H. Zhong, N. Karpowicz, Y. Chen und X.-C. Zhang, „Terahertz Spectroscopy and Imaging for Defense and Security Applications“, *Proc. IEEE* **95** (8), S. 1514–1527, (2007).
- [32] J. F. Federici, B. Schulkin, F. Huang, D. Gary, R. Barat, F. Oliveira und D. Zimdars, „THz imaging and sensing for security applications—explosives, weapons and drugs“, *Semicond. Sci. Technol.* **20** (7), S. 266–280, (2005).
- [33] M. Tonouchi, „Cutting-edge terahertz technology“, *Nat. Photonics* **1** (2), S. 97–105, (2007).
- [34] S. Verghese, K. A. McIntosh, S. Calawa, W. F. Dinatale, E. K. Duerr und K. A. Molvar, „Generation and detection of coherent terahertz waves using two photomixers“, *Appl. Phys. Lett.* **73** (26), S. 3824–3826, (1998).



- [35] M. Scheller, J. M. Yarborough, J. V. Moloney, M. Fallahi, M. Koch und S. W. Koch, „Room temperature continuous wave milliwatt terahertz source“, *Opt. Express* **18** (26), S. 27112–7, (2010).
- [36] G. L. Carr, M. C. Martin, W. R. McKinney, K. Jordan, G. R. Neil und G. P. Williams, „High-power terahertz radiation from relativistic electrons“, *Nature* **420** (6912), S. 153–156, (2002).
- [37] I. Amenabar, F. Lopez und A. Mendikute, „In introductory review to THz non-destructive testing of composite mater“, *J. Infrared, Millimeter, Terahertz Waves* **34** (2), S. 152–169, (2013).
- [38] D. Tomerini und G. M. Day, „Computational methods for the assignment of vibrational modes in crystalline materials“, *Terahertz Spectrosc. Imaging*, hrsg. von K.-E. Peiponen, A. Zeitler und M. Kuwata-Gonokami, **171**, Springer Series in Optical Sciences, Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, (2013), S. 151–190.
- [39] C. Fattinger und D. Grischkowsky, „Terahertz beams“, *Appl. Phys. Lett.* **54** (6), S. 490–492, (1989).
- [40] D. Grischkowsky, S. Keiding, M. van Exter und C. Fattinger, „Far-infrared time-domain spectroscopy with terahertz beams of dielectrics and semiconductors“, *J. Opt. Soc. Am. B* **7** (10), S. 2006, (1990).
- [41] R. A. Cheville und D. Grischkowsky, „Far-infrared terahertz time-domain spectroscopy of flames.“, *Opt. Lett.* **20** (15), S. 1646–8, (1995).
- [42] M. Exter, C. Fattinger und D. Grischkowsky, „Terahertz time-domain spectroscopy of water vapor“, *Opt. Lett.* **14** (20), S. 1128–30, (1989).
- [43] O. Morikawa, M. Tonouchi und M. Hangyo, „Sub-THz spectroscopic system using a multimode laser diode and photoconductive antenna“, *Appl. Phys. Lett.* **75** (1995), S. 3772, (1999).
- [44] M. Tani, O. Morikawa, S. Matsuura und M. Hangyo, „Generation of terahertz radiation by photomixing with dual- and multiple-mode lasers“, *Semicond. Sci. Technol.* **20** (7), S. 151–163, (2005).
- [45] M. Scheller und M. Koch, „Terahertz quasi time domain spectroscopy“, *Opt. Express* **17** (20), S. 17723–33, (2009).
- [46] D. Molter, A. Wagner, S. Weber, J. Jonuscheit und R. Beigang, „Compress broadband terahertz generation with conventional laser diodes“, *Opt. Express* **19** (6), S. 5290–6, (2011).
- [47] P. F. Moulton, „Spectroscopic and laser characteristics of $\text{Ti:Al}_2\text{O}_3$ “, *J. Opt. Soc. Am. B* **3** (1), S. 125, (1986).



- [48] B. B. Hu und M. C. Nuss, „Imaging with terahertz waves“, *Opt. Lett.* **20** (16), S. 1716, (1995).
- [49] J. Ewing, J. Hecht und E. Engineers, „Fiber Lasers“, *Laser Tech. J.* **11** (2), S. 215–223, (2012).
- [50] N. Vieweg, F. Rettich, a. Deninger, H. Roehle, R. Dietz, T. Göbel und M. Schell, „Terahertz-time domain spectrometer with 90 dB peak dynamic range“, *J. Infrared, Millimeter, Terahertz Waves* **35** (10), S. 823–832, (2014).
- [51] D. Stehr, C. M. Morris, C. Schmidt und M. S. Sherwin, „High-performance fiber-laser-based terahertz spectrometer“, *Opt. Lett.* **35** (22), S. 3799–801, (2010).
- [52] R. Wilk, T. Hochrein, M. Koch, M. Mei und R. Holzwarth, „OSCAT: Novel Technique for Time-Resolved Experiments Without Moveable Optical Delay Lines“, *J. Infrared, Millimeter, Terahertz Waves* **32** (5), S. 596–602, (2010).
- [53] B. Sartorius, H. Roehle, H. Künzel, J. Böttcher, M. Schlak, D. Stanze, H. Venghaus und M. Schell, „All-fiber terahertz time-domain spectrometer operating at 1.5 μm telecom wavelengths“, *Opt. Express* **16** (13), S. 9565, (2008).
- [54] E. Bründermann, H. W. Hübers und M. F. Kimmitt, *Terahertz techniques*, **151**, Springer Berlin Heidelberg, (2012).
- [55] J. Van Rudd und D. M. Mittleman, „Influence of substrate-lens design in terahertz time-domain spectroscopy“, *J. Opt. Soc. Am. B* **19** (2), S. 319, (2002).
- [56] J. Van Rudd, J. L. Johnson und D. M. Mittleman, „Cross-polarized angular emission patterns from lens-coupled terahertz antennas“, *J. Opt. Soc. Am. B* **18** (10), S. 1524, (2001).
- [57] P. U. Jepsen und S. R. Keiding, „Radiation patterns from lens-coupled terahertz antennas“, *Opt. Lett.* **20** (8), S. 807–9, (1995).
- [58] P. U. Jepsen und B. M. Fischer, „Dynamic range in terahertz time-domain transmission and reflection spectroscopy“, *Opt. Lett.* **30** (1), S. 29–31, (2005).
- [59] M. Scheller, C. Jansen und M. Koch, „Analyzing sub-100- μm samples with transmission terahertz time domain spectroscopy“, *Opt. Commun.* **282** (7), S. 1304–1306, (2009).
- [60] I. Pupezza, R. Wilk und M. Koch, „Highly accurate optical material parameter determination with THz time-domain spectroscopy“, *Opt. Express* **15** (7), S. 4335–50, (2007).



- [61] C. Jansen, S. Wietzke, H. Wang, M. Koch und G. Zhao, „Terahertz spectroscopy on adhesive bonds“, *Polym. Test.* **30** (1), S. 150–154, (2011).
- [62] Lytera UG, *LyTera*, (2015), URL: www.lytera.com (besucht am 01.04.2015).
- [63] M. Scheller, K. Baaske und M. Koch, „Multifrequency continuous wave terahertz spectroscopy for absolute thickness determination“, *Appl. Phys. Lett.* **96** (15), S. 151112, (2010).
- [64] E. R. Brown, „Advancements in Photomixing and Photoconductive Switching for THz Spectroscopy and Imaging“, *SPIE Proc.* **7938**, S. 793802–793802–16, (2011).
- [65] E. R. Brown, K. A. McIntosh, F. W. Smith, M. J. Manfra und C. L. Dennis, „Measurements of optical-heterodyne conversion in low-temperature-grown GaAs“, *Appl. Phys. Lett.* **62** (11), S. 1206, (1993).
- [66] E. R. Brown, K. A. McIntosh, K. B. Nichols und C. L. Dennis, „Photomixing up to 3.8 THz in low-temperature-grown GaAs“, *Appl. Phys. Lett.* **66** (3), S. 285–287, (1995).
- [67] S. Verghese, K. A. McIntosh und E. R. Brown, „Optical and terahertz power limits in the low-temperature-grown GaAs photomixers“, *Appl. Phys. Lett.* **71** (19), S. 2743, (1997).
- [68] R. Wilk, F. Breitfeld, M. Mikulics und M. Koch, „Continuous wave terahertz spectrometer as a noncontact thickness measuring device“, *Appl. Opt.* **47** (16), S. 3023–3026, (2008).
- [69] T. Göbel, D. Schoenherr, C. Sydlo, M. Feiginov, P. Meissner und H. Hartnagel, „Continuous-wave terahertz system with electro-optical terahertz phase control“, *Electron. Lett.* **44** (14), S. 863, (2008).
- [70] D. Stanze, T. Göbel, R. Dietz, B. Sartorius und M. Schell, „High-speed coherent CW terahertz spectrometer“, *Electron. Lett.* **47** (23), S. 1292, (2011).
- [71] K. Thirunavukkuarasu, M. Langenbach, A. Roggenbuck, E. Vidal, H. Schmitz, J. Hemberger und M. Grüninger, „Self-normalizing phase measurement in multimode terahertz spectroscopy based on photomixing of three lasers“, *Applied Physics Letters* **106** (3), 031111 (2015).
- [72] D. Stanze, A. Deninger, A. Roggenbuck, S. Schindler, M. Schlak und B. Sartorius, „Compact cw Terahertz Spectrometer Pumped at 1.5 μm Wavelength“, *J. Infrared, Millimeter, Terahertz Waves* **32** (2), S. 225–232, (2010).

- [73] A. J. Deninger, T. Göbel, D. Schönherr, T. Kinder, A. Roggenbuck, M. Köberle, F. Lison, T. Müller-Wirts und P. Meissner, „Precisely tunable continuous-wave terahertz source with interferometric frequency control“, *Rev. Sci. Instrum.* **79** (4), S. 044702, (2008).
- [74] T. Göbel, D. Stanze, B. Globisch, R. J. B. Dietz, H. Roehle und M. Schell, „Telecom technology based continuous wave terahertz photomixing system with 105 decibel signal-to-noise ratio and 3.5 terahertz bandwidth“, *Opt. Lett.* **38** (20), S. 4197–9, (2013).
- [75] T. Göbel, D. Stanze, R. J. B. Dietz, B. Globisch, H. Roehle und M. Schell, „1.5 μm cw THz photomixing system with 105 dB signal-to-noise ratio“, *Int. Conf. Infrared, Millimeter, Terahertz Waves, IRMMW-THz*, (2013).
- [76] R. J. B. Dietz, M. Gerhard, D. Stanze, M. Koch, B. Sartorius und M. Schell, „THz generation at 1.55 μm excitation: six-fold increase in THz conversion efficiency by separated photoconductive and trapping regions“, *Opt. Express* **19** (27), S. 25911–7, (2011).
- [77] O. Peters, M. Schwerdtfeger, S. Wietzke, S. Sostmann, R. Scheunemann, R. Wilk, R. Holzwarth, M. Koch und B. M. Fischer, „Terahertz spectroscopy for rubber production testing“, *Polym. Test.* **32** (5), S. 932–936, (2013).
- [78] TOPTICA Photonics AG, (2015), URL: http://www.toptica.com/products/terahertz_generation/fs_packages.html (besucht am 10.03.2015).
- [79] Menlo Systems GmbH, (2015), URL: <http://www.menlosystems.com/products/?families=78> (besucht am 10.03.2015).
- [80] TeraView Ltd, (2015), URL: <http://www.teraview.com/> (besucht am 10.03.2015).
- [81] Advanced Photonix, Inc., (2015), URL: <http://advancedphotonix.com/thzsolutions/> (besucht am 10.03.2015).
- [82] Zomega Terahertz Corporation, (2015), URL: <http://www.zomega-terahertz.com/> (besucht am 10.03.2015).
- [83] ADVANTEST Corporation, (2015), URL: <https://www.advantest.com/DE/products/terahertz/index.htm> (besucht am 10.03.2015).
- [84] A. Soltani, T. Probst, S. F. Busch, M. Schwerdtfeger, E. Castro-Camus und M. Koch, „Error from Delay Drift in Terahertz Attenuated Total Reflection Spectroscopy“, *J. Infrared, Millimeter, Terahertz Waves* **35** (5), S. 468–477, (2014).
- [85] B. Schulkin, D. Brigada, J. S. James, T. Tongue und X. C. Zhang, „Progress toward handheld THz sensing“, *Infrared, Millimeter and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 2011 36th International Conference on*, (2011).



- [86] A. Redo-Sanchez, N. Laman, B. Schulkin und T. Tongue, „Compact, portable terahertz systems for on-site inspection applications“, *Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 2013 38th International Conference on*, (2013).
- [87] J. Xu, Z. Lu und X.-C. Zhang, „Compact involute optical delay line“, *Electron. Lett.* **40** (19), S. 1218, (2004).
- [88] M. Salhi, F. Rutz, T. Kleine-Ostmann, V. Petukhov, C. Metz und M. Koch, „Spiral Optical Delay Line“, *Optical Terahertz Science and Technology*, Optical Society of America, (2005).
- [89] S. A. Crooker, „Fiber-coupled antennas for ultrafast coherent terahertz spectroscopy in low temperatures and high magnetic fields“, *Rev. Sci. Instrum.* **73** (9), S. 3258, (2002).
- [90] D. Zimdars und A. Arbor, „Fiber-pigtailed terahertz time domain spectroscopy instrumentation for package inspection and security imaging“, *Security* **5070**, S. 108–116, (2003).
- [91] N. Vieweg, N. Krumbholz, T. Hasek, R. Wilk, V. Bartels, C. Keseberg, V. Pethukhov, M. Mikulics, L. Wetenkamp und M. Koch, „Fiber-coupled THz spectroscopy for monitoring polymeric compounding processes“, **6616**, (2007).
- [92] N. Krumbholz, M. Schwerdtfeger, T. Hasek, B. Scherger und M. Koch, „A fiberstretcher operating as an optical delay line in a fiber-coupled THz spectrometer“, *Infrared, Millimeter and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 2008 33rd International Conference on*, (2008).
- [93] R. Wilk, M. Mikulics, K. Biermann, H. Künzel, I. Z. Kozma, R. Holzwarth, B. Sartorius, M. Mei und M. Koch, „THz time-domain spectrometer based on LT-InGaAs photoconductive antennas excited by a 1.55 μm fibre laser“, *Conf. Lasers Electro-Optics, 2007, CLEO 2007*, (2007).
- [94] B. Sartorius, H. Künzel, K. Biermann, J. Böttcher, H. Roehle, R. Wilk, M. Mikulics, M. Koch, M. Mei, I. Z. Kozma und R. Holzwarth, „THz Photoconductive Antennas for 1.55 μm Telecom Wavelengths“, *Opt. Terahertz Sci. Technol.* (2007).
- [95] O. Peters, „Terahertz-Spektroskopie: Einsatzmöglichkeiten in der Elastomerverarbeitung“, Diss., Technische Universität Braunschweig, (2013).
- [96] N. Krumbholz, „Fasergekoppelte Terahertz-Zeitbereichspektrometer: Entwicklung und Anwendung“, Diss., Technische Universität Braunschweig, (2010).



- [97] T. Hochrein, R. Wilk, M. Mei, R. Holzwarth, N. Krumbholz und M. Koch, „Optical sampling by laser cavity tuning“, *Opt. Express* **18** (2), S. 1613–1617, (2010).
- [98] A. Bartels, F. Hudert, C. Janke, T. Dekorsy und K. Köhler, „Femtosecond time-resolved optical pump-probe spectroscopy at kilohertz-scan-rates over nanosecond-time-delays without mechanical delay line“, *Appl. Phys. Lett.* **88** (4), S. 1–3, (2006).
- [99] C. Janke, M. Först, M. Nagel, H. Kurz und A. Bartels, „Asynchronous optical sampling for high-speed characterization of integrated resonant terahertz sensors“, *Opt. Lett.* **30** (11), S. 1405–7, (2005).
- [100] A. Bartels und T. Dekorsy, „Terahertz-Spektroskopie mit High-Speed ASOPS“, *Tech. Mess.* **75** (1), S. 23–30, (2008).
- [101] T. Yasui, E. Saneyoshi und T. Araki, „Asynchronous optical sampling terahertz time-domain spectroscopy for ultrahigh spectral resolution and rapid data acquisition“, *Appl. Phys. Lett.* **87** (6), S. 061101, (2005).
- [102] Y. Kim und D.-S. Yee, „High-speed terahertz time-domain spectroscopy based on electronically controlled optical sampling“, *Opt. Lett.* **35** (22), S. 3715–3717, (2010).
- [103] J. Posthumus, „Terahertz with Electronic Delay“, *Opt. Photonik* **2** (4), S. 29–31, (2007).
- [104] P. U. Jepsen, U. Møller und H. Merbold, „Investigation of aqueous alcohol and sugar solutions with reflection terahertz time-domain spectroscopy“, *Opt. Express* **15** (22), S. 14717–37, (2007).
- [105] P. U. Jepsen, J. K. Jensen und U. Møller, „Characterization of aqueous alcohol solutions in bottles with THz reflection spectroscopy“, *Opt. Express* **16** (13), S. 9318, (2008).
- [106] P. U. Jepsen und H. Merbold, „Terahertz Reflection Spectroscopy of Aqueous NaCl and LiCl Solutions“, *J. Infrared, Millimeter, Terahertz Waves* **31** (4), S. 430–440, (2010).
- [107] N. Krumbholz, C. Jansen, M. Scheller, T. Müller-Wirts, S. Lübbecke, R. Holzwarth, R. Scheunemann, R. Wilk, B. Sartorius, H. Roehle, D. Stanze, J. Beckmann, L. S. von Chrzanowski, U. Ewert und M. Koch, „Handheld terahertz spectrometer for detection of liquid explosives“, *Proc. SPIE* **7485**, S. 748504–748504–12, (2009).
- [108] F. Ellrich, T. Weinland, D. Molter, J. Jonuscheit und R. Beigang, „Compact fiber-coupled terahertz spectroscopy system pumped at 800 nm wavelength“, *Rev. Sci. Instrum.* **82** (5), S. 1–7, (2011).



- [109] R. M. Woodward, B. E. Cole, V. P. Wallace, R. J. Pye, D. D. Arnone, E. H. Linfield und M. Pepper, „Terahertz pulse imaging in reflection geometry of human skin cancer and skin tissue.“, *Phys. Med. Biol.* **47** (21), S. 3853–63, (2002).
- [110] M. Tani, Z. Jiang und X.-C. Zhang, „Photoconductive terahertz transceiver“, *Electron. Lett.* **36** (9), S. 804, (2000).
- [111] N. Krumbholz, C. Joerdens, T. Probst, T. Hasek und M. Koch, „Fiber-coupled terahertz transceiver heads for reflection measurements“, *Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 2009 34th International Conference on*, (2009).
- [112] C. Jordens, N. Krumbholz, T. Hasek, N. Vieweg, B. Scherger, L. Bahr, M. Mikulics, M. Koch, C. Jördens, N. Krumbholz, T. Hasek, N. Vieweg, B. Scherger, L. Bähr, M. Mikulics und M. Koch, „Fibre-coupled terahertz transceiver head“, *Electron. Lett.* **44** (25), S. 1473, (2008).
- [113] Q. Chen, M. Tani, Z. Jiang und X.-C. Zhang, „Electro-optic transceivers for terahertz-wave applications“, *J. Opt. Soc. Am. B* **18** (6), S. 823, (2001).
- [114] D. Molter, G. Torosyan, J. Klier, C. Matheis, C. Petermann, S. Weber, F. Ellrich, J. Jonuscheit und R. Beigang, „Handheld miniature THz ATR module“, *Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 36th International Conference on*, (2011).
- [115] Q. Chen, Z. Jiang, M. Tani und X. C. Zhang, „Terahertz transceivers and methods for emission and detection of terahertz pulses using such transceivers“, US Patent 6, 844, 552, (2005).
- [116] M. Skorobogatiy, „Linear rotary optical delay lines“, *Opt. Express* **22** (10), S. 11812, (2014).
- [117] A. Redo-Sanchez, N. Laman, B. Schulkin und T. Tongue, „Non-destructive imaging with compact and portable terahertz systems“, *AIP Conference Proceedings* **1581** (1), S. 1583–1587, (2014).
- [118] D. Molter, F. Ellrich, T. Weinland, S. George, M. Goiran, F. Keilmann, R. Beigang und J. Léotin, „High-speed terahertz time-domain spectroscopy of cyclotron resonance in pulsed magnetic field“, *Opt. Express* **18** (25), S. 26163–26168, (2010).
- [119] G.-J. Kim, S.-G. Jeon, J.-I. Kim und Y.-S. Jin, „High speed scanning of terahertz pulse by a rotary optical delay line“, *Rev. Sci. Instrum.* **79** (10), S. 106102, (2008).



- [120] Y. S. Jin, S. G. Jeon, G. J. Kim, J. I. Kim und C. H. Shon, „Fast scanning of a pulsed terahertz signal using an oscillating optical delay line“, *Rev. Sci. Instrum.* **78** (2), S. 1–6, (2007).
- [121] A. Bartels, R. Cerna, C. Kistner, A. Thoma, F. Hudert, C. Janke und T. Dekorsy, „Ultrafast time-domain spectroscopy based on high-speed asynchronous optical sampling“, *Rev. Sci. Instrum.* **78** (3), S. 035107, (2007).
- [122] L. Antonucci, X. Solinas, A. Bonvalet und M. Joffre, „Asynchronous optical sampling with arbitrary detuning between laser repetition rates“, *Opt. Express* **20** (16), S. 17928–37, (2012).
- [123] G. Klatt, R. Gebs, C. Janke, T. Dekorsy und A. Bartels, „Rapid-scanning terahertz precision spectrometer with more than 6 THz spectral coverage“, *Opt. Express* **17** (25), S. 22847–54, (2009).
- [124] D. Meschede, *Optik, Licht und Laser*, Lehrbuch Physik, Teubner, (2005).
- [125] AMS Technology, (2015), URL: http://www.amstechnologies.com/fileadmin/amsmmedia/downloads/4207_highspeedfiberstretcher.pdf (besucht am 10.03.2015).
- [126] R. D. Boggy, R. H. Johnson, J. M. Eggleston und C. W. Schulthess, „Rapid scanning autocorrelation detector“, US 4406542, (1983).
- [127] A. Euteneuer, H. Giesen und M. Hofmann, „Strahlungs-Meßvorrichtung“, DE 1999126812, (2000).
- [128] A. Euteneuer, H. Giessen und M. Hofmann, „Illumination measuring device“, US 6671053, (2003).
- [129] O. Peters, K. Baaske, N. Krumbholz, T. Probst und M. Koch, „Z-scan based fiber-coupled coherent cw THz imaging system“, *Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 34th International Conference on*, (2009).
- [130] M. Schwerdtfeger, M. Scheller, M. Stecher, O. Peters und M. Koch, „Discrete sampling of continuous wave terahertz radiation“, *Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 35th International Conference on*, (2010).
- [131] T. Probst, A. Rehn, S. F. Busch, S. Chatterjee, M. Koch und M. Scheller, „Cost-efficient delay generator for fast terahertz imaging“, *Opt. Lett.* **39** (16), S. 4863–6, (2014).
- [132] B. Reitemeier, S. F. Busch, T. Probst, M. Scheller und M. Koch, „Low-cost delay line for fast terahertz imaging“, *Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 37th International Conference on*, (2013).



- [133] S. Wietzke, C. Jansen, M. Reuter, T. Jung, D. Kraft, S. Chatterjee, B. Fischer und M. Koch, „Terahertz spectroscopy on polymers: A review of morphological studies“, *J. Mol. Struct.* **1006** (1-3), S. 41–51, (2011).
- [134] B. Scherger, M. Scheller, C. Jansen, M. Koch und K. Wiesauer, „Terahertz lenses made by compression molding of micropowders“, *Appl. Opt.* **50** (15), S. 2256–62, (2011).
- [135] Y. Yang, M. Mandehgar und D. Grischkowsky, „Time domain measurement of the THz refractivity of water vapor“, *Opt. Express* **20** (24), S. 26208–18, (2012).
- [136] T. Probst, M. Scheller, M. Koch, S. Chatterjee und S. Busch, „Variable Laufzeitänderung von elektromagnetischer Strahlung“, PCT/EP 2012/060,538, (2012).
- [137] N. Krumbholz, T. Hochrein, N. Vieweg, T. Hasek, K. Kretschmer, M. Bastian, M. Mikulics und M. Koch, „Monitoring polymeric compounding processes inline with THz time-domain spectroscopy“, *Polym. Test.* **28** (1), S. 30–35, (2009).
- [138] S. Busch, T. Probst, M. Schwerdtfeger, R. Dietz, J. Palací und M. Koch, „Terahertz transceiver concept“, *Opt. Express* **22** (14), S. 16841–6, (2014).
- [139] D. Grischkowsky und N. Katzenellenbogen, „Femtosecond pulses of terahertz radiation: physics and applications“, *Picosecond Electronics and Optoelectronics* **9**, S. 9–14, (1991).
- [140] N. Krumbholz, T. Hochrein, N. Vieweg, I. Radovanovic, I. Pupeza, M. Schubert, K. Kretschmer und M. Koch, „Degree of dispersion of polymeric compounds determined with terahertz time-domain spectroscopy“, *Polym. Eng. Sci.* **51** (1), S. 109–116, (2011).
- [141] T. Probst, M. Schwerdtfeger, S. Busch und M. Koch, „Verfahren zur Signalanalyse und mit einem Transceiver ausgestattetes THz–Zeitbereichsspektrometer zu seiner Anwendung“, Europäische Patentanmeldung, EP 13 167 488.9, (2013).
- [142] S. Wietzke, C. Jansen, T. Jung, M. Reuter, B. Baudrit, M. Bastian, S. Chatterjee und M. Koch, „Terahertz time-domain spectroscopy as a tool to monitor the glass transition in polymers“, *Opt. Express* **17** (21), S. 19006–14, (2009).
- [143] F. Rutz, M. Koch, S. Khare, M. Moneke, H. Richter und U. Ewert, „Terahertz quality control of polymeric products“, *Int. J. Infrared Millimeter Waves* **27** (4), S. 547–556, (2006).

- [144] iNOEX GmbH, (2015), URL: <http://www.inoex.de/de/thz.html> (besucht am 10.03.2015).
- [145] L. Thrane, R. Jacobsen, P. Uhd Jepsen und S. Keiding, „THz reflection spectroscopy of liquid water“, *Chem. Phys. Lett.* **240** (4), S. 330–333, (1995).
- [146] M. Scheller und M. Koch, „Fast and Accurate Thickness Determination of Unknown Materials using Terahertz Time Domain Spectroscopy“, *J. Infrared, Millimeter, Terahertz Waves* **30** (7), S. 762–769, (2009).
- [147] T. Probst, M. Scheller und M. Koch, „Nondestructive thickness determination of plastic pipes in a nearby industrial environment using terahertz time domain spectroscopy“, *2011 Int. Conf. Infrared, Millimeter, Terahertz Waves*, IEEE, (2011).
- [148] S. Wietzke, „Terahertz-Zeitbereichspektroskopie: zerstörungsfreies Messverfahren zur Polymeranalytik und Kunststoffbauteilprüfung“, Diss., Technische Universität Braunschweig, (2011).
- [149] U. Møller, D. G. Cooke, K. Tanaka und P. U. Jepsen, „Terahertz reflection spectroscopy of Debye relaxation in polar liquids [Invited]“, *J. Opt. Soc. Am. B* **26** (9), A113, (2009).
- [150] C. A. Balanis, „Advanced Engineering Electromagnetics“, Wiley, New York, (1989).
- [151] G. Habenicht, *Kleben*, VDI-Buch, Berlin/Heidelberg: Springer-Verlag, (2006).
- [152] C. Rønne und S. R. Keiding, „Low frequency spectroscopy of liquid water using THz-time domain spectroscopy“, **101** (1-3), S. 199–218, (2002).
- [153] T. Wang, P. Klarskov und P. U. Jepsen, „Ultrabroadband THz time-domain spectroscopy of a free-flowing water film“, *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.* **4** (4), S. 425–431, (2014).
- [154] H. Hirori, K. Yamashita, M. Nagai und K. Tanaka, „Attenuated Total Reflection Spectroscopy in Time Domain Using Terahertz Coherent Pulses“, *Jpn. J. Appl. Phys.* **43** (10), S. 1287–1289, (2004).
- [155] A. Soltani, L. Duschek, S. Busch, T. Probst, E. Castro-Camus und M. Koch, „A Novel Accurate method for attenuated total reflection spectroscopy“, *Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz), 39th International Conference on*, (2014).
- [156] C. Jördens, M. Scheller, M. Wichmann, M. Mikulics, K. Wiesauer und M. Koch, „Terahertz birefringence for orientation analysis“, *Appl. Opt.* **48** (11), S. 2037–44, (2009).



- [157] F. Rutz, T. Hasek, M. Koch, H. Richter und U. Ewert, „Terahertz birefringence of liquid crystal polymers“, *Appl. Phys. Lett.* **89** (22), S. 221911, (2006).
- [158] S. Katletz, M. Pflieger, H. Pühringer, M. Mikulics, N. Vieweg, O. Peters, B. Scherger, M. Scheller, M. Koch und K. Wiesauer, „Polarization sensitive terahertz imaging: detection of birefringence and optical axis“, *Opt. Express* **20** (21), S. 23025–35, (2012).
- [159] M. Scheller, S. F. Dürrschmidt, M. Stecher und M. Koch, „Terahertz quasi-time-domain spectroscopy imaging“, *Appl. Opt.* **50** (13), S. 1884–8, (2011).
- [160] M. Scheller, M. Stecher, M. Gerhard und M. Koch, „Versatile spectrally shapeable multi-mode terahertz system“, *Appl. Phys. B* **106** (1), S. 81–84, (2011).
- [161] T. Probst und A. Rehn, „Terahertz Spektrometer“, Europäische Patentanmeldung, EP 14185627.8, (2014).
- [162] R. Gente und M. Koch, „Monitoring leaf water content with THz and sub-THz waves“, *Plant Methods* **11**, S. 1–9, (2015).
- [163] S. F. Busch, T. Probst, L. Duschek, R. Wilk, M. Voitsch, F. Fender, S. Lübbecke, G. Gärtner, V. P. Wallace und M. Koch, „Inline monitoring of paper thickness in an industrial setting“, *Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 38th International Conference on*, (2013).
- [164] S. Schumann, C. Jansen, M. Schwerdtfeger, S. Busch, O. Peters, M. Scheller und M. Koch, „Spectrum to space transformed fast terahertz imaging“, *Opt. Express* **20** (17), S. 19200–5, (2012).
- [165] C. Jansen, „Das Streuverhalten von Terahertz-Wellen“, Diss., Technische Universität Braunschweig, (2011).
- [166] C. Jördens, „Einsatz und Optimierung von Terahertz-Systemen in der zerstörungsfreien Messtechnik“, Diss., Technische Universität Braunschweig, (2009).
- [167] T. Probst, S. F. Busch und R. Gente, „Verfahren, Optik, Messeinrichtung und Messsystem für die ortsaufgelöste Terahertz–Zeitbereichsspektroskopie“, Europäische Patentanmeldung, EP 14156712.3, (2014).



Liste der Veröffentlichungen

Patentanmeldungen

- T. Probst, S. Chatterjee, S. F. Busch, M. Scheller und M. Koch, „Variable Laufzeitänderung von elektromagnetischer Strahlung“, Europäisches Patent, EP 2 538 186, (2011).
- T. Probst, M. Schwerdtfeger, S. F. Busch und M. Koch, „Verfahren zur Signalanalyse und mit einem Transceiver ausgestattetes THz-Zeitbereichsspektrometer zu seiner Anwendung“, Europäische Patentanmeldung, EP 13 167 488.9, (2013).
- T. Probst, S. F. Busch und R. Gente, „Verfahren, Optik, Messeinrichtung und Messsystem für die orts aufgelöste Terahertz-Zeitbereichsspektroskopie“, Europäische Patentanmeldung, EP 14 156 712.3, (2014).
- T. Probst und A. Rehn, „THz-Spektrometer“, Europäische Patentanmeldung, EP 14 185 627.8, (2014).
- T. Probst, S. F. Busch, R. Gente und E. M. Stübling, „Verfahren und Vorrichtung für die THz-Zeitbereichsspektroskopie“, Europäische Patentanmeldung, EP 15 002 578.1, (2015).

Originalveröffentlichungen

- M. Wichmann, A. S. Mondol, N. Kocic, S. Lippert, T. Probst, M. Schwerdtfeger, S. Schumann, T. Hochrein, P. Heidemeyer, M. Bastian und M. Koch, „Terahertz plastic compound lenses“, *Appl. Opt.* **52** (18), S. 4186–4191, (2013).
- S. F. Busch, T. Probst, M. Schwerdtfeger, R. Dietz, J. Palaci und M. Koch, „Terahertz transceiver concept“, *Opt. Express* **22** (14), S. 16841–16846, (2014).
- S. F. Busch, M. Weidenbach, M. Fey, F. Schäfer, T. Probst und M. Koch, „Optical Properties of 3D Printable Plastics in the THz Regime and their Application for 3D Printed THz Optics“, *J. Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves* **35** (12), S. 993–997, (2014).
- E. Kraus, B. Baudrit, S. Horlemann, P. Heidemeyer, M. Bastian, T. Probst, S. F. Busch und M. Koch, „Portable measuring system on the basis of terahertz time domain technology for the non-destructive testing of welded and adhesive-bonded joints –possibilities and limits“, *Fügen von Kunststoffen/Joining Plastics* (3-4) (2014).



- T. Probst, A. Rehn, S. Busch, S. Chatterjee, M. Koch und M. Scheller, „Cost-efficient delay generator for fast terahertz imaging“, *Opt. Lett.* **39** (16), S. 4863–4866, (2014).
- A. Soltani, T. Probst, S. F. Busch, M. Schwerdtfeger, E. Castro-Camus und M. Koch, „Error from Delay Drift in Terahertz Attenuated Total Reflection Spectroscopy“, *J. Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves* **35** (5), S. 468–477, (2014).
- T. Probst, S. Sommer, A. Soltani, E. Kraus, B. Baudrit, G. E. Town und M. Koch, „Monitoring the Polymerization of Two-Component Epoxy Adhesives Using a Terahertz Time Domain Reflection System“, *J. Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves* **36** (6), S. 569–577, (2015).
- T. Probst, A. Rehn und M. Koch, „Compact and low-cost THz QTDS system“, *Opt. Express* **23** (17), S. 21972–21982, (2015).

Konferenzbeiträge

- C. Jansen, N. Krumbholz, R. Geise, T. Probst, O. Peters, A. Enders und M. Koch, „Alignment and illumination issues in scaled THz RCS measurements“, *Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 34th International Conference on*, (2009).
- N. Krumbholz, C. Joerdens, T. Probst, T. Hasek und M. Koch, „Fiber-coupled terahertz transceiver heads for reflection measurements“, *Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 34th International Conference on*, (2009).
- O. Peters, K. Baaske, N. Krumbholz, T. Probst und M. Koch, „Z-scan based fiber-coupled coherent cw THz imaging system“, *Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 34th International Conference on*, (2009).
- T. Probst, M. Scheller und M. Koch, „Nondestructive thickness determination of plastic pipes in a nearby industrial environment using terahertz time domain spectroscopy“, *Infrared, Millimeter and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 36th International Conference on*, (2011).
- S. F. Busch, T. Probst, L. Duschek, R. Wilk, M. Voitsch, F. Fender, S. Lübbecke, G. Gartner, V. P. Wallace und M. Koch, „Inline monitoring of paper thickness in an industrial setting“, *Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 38th International Conference on*, (2013).
- R. Gente, N. Born, M. Schwerdtfeger, S. Busch, T. Probst, G. Urbasch, K. Baum und M. Koch, „Terahertz radiation for in vivo determination of plant water status“, *International THz Conference 2013, Villach, Österreich, OCG*, (2013).



- T. Probst, S. F. Busch, S. Chatterjee, M. Scheller und M. Koch, „Low Cost Delay Line for Terahertz–Imaging with high scan rates“, *International Workshop on Optical Terahertz Science and Technology, OTST 2013, Kyoto, Japan*. Oral presentation number W5B-3, (2013).
- T. Probst, S. F. Busch, E. Kraus, B. Baudrit, V. P. Wallace und M. Koch, „Non-destructive determination of defects in firmly joint plastic compounds with portable THz system“, *Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 38th International Conference on*, (2013).
- B. Reitemeier, S. F. Busch, T. Probst, M. Scheller und M. Koch, „Low-cost delay line for fast terahertz imaging“, *Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 38th International Conference on*, (2013).
- M. Wichmann, A. S. Mondol, N. Kocic, S. Lippert, T. Probst, S. Schumann, M. Schwerdtfeger, T. Hochrein, P. Heidemeyer, M. Bastian und M. Koch, „Highly refracting terahertz lenses made of polymeric compounds“, *Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 38th International Conference on*, (2013).
- T. Probst, „Terahertz sensor systems for industrial applications“, *2nd Annual Conference of COST Action MP1204, 26 February to 1 March 2014, Philipps-University Marburg, Germany (eingeladener Vortrag)*, (2014).
- A. Soltani, L. Duschek, S. F. Busch, T. Probst, E. Castro-Camus und M. Koch, „A Novel Accurate Method for Attenuated Total Reflection Spectroscopy“, *Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 39th International Conference on*, (2014).
- T. Probst, A. Rehn, J. C. Balzer und M. Koch, „A cost efficient and scalable THz-QTDS system“, *Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz), 40th International Conference on*, (2015).
- A. Rehn, T. Probst und M. Koch, „A Compact and low–cost THz–QTDS system“, *8 th Terahertz Days conference, 31 Mar-2 Apr 2015 Arêches Beaufort (France)*, (2015).
- A. Soltani, T. Probst, S. Sommer und M. Koch, „Curing monitoring of two-component epoxy adhesives at THz frequencies“, *Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz), 40th International Conference on*, (2015).
- S. Sommer, T. Probst, J. C. Balzer und M. Koch, „Monitoring the curing process of adhesives with terahertz TDS and QTDS“, *German THz Conference 2015, June 8 - 10, 2015 in Dresden, Germany*, (2015).



weitere Veröffentlichungen

- E. Kraus, B. Baudrit, S. Horlemann, P. Heidemeyer, M. Bastian, T. Probst, S. F. Busch und M. Koch, „Geschweißte und geklebte Fügeverbindungen zerstörungsfrei und portabel prüfen, ISGATEC - International Sealing and Gasket Technology“, *Dichtungstechnik Jahrbuch 2015*, S. 346–354, (2014).
- M. Schwerdtfeger, T. Probst, S. F. Busch und M. Koch, „Industrielle Einsatzmöglichkeiten der THz–Messtechnik“, *Inspect 2* (2014).



