Vorwort

Das XX. Messtechnische Symposium des Arbeitskreises der Hochschullehrer für Messtechnik findet vom 5.10. bis 7.10. in Bayreuth statt und wird vom Lehrstuhl für Mess- und Regeltechnik der Universität Bayreuth ausgerichtet. Ich freue mich, zu dieser Tagung eine Vielzahl von Teilnehmern aus Hochschulen und Forschungseinrichtungen aus Deutschland und dem benachbarten Ausland bei uns in der Wagnerstadt begrüßen zu dürfen. Das markgräfliche Flair beflügelt hoffentlich einen angeregten Gedanken- und Erfahrungsaustausch.

Für das Programm haben wir 15 Beiträge aus verschiedenen Gebieten der Messtechnik zusammengestellt. Die zahlreichen Einsendungen beschäftigen sich mit aktuellen Fragestellungen und zeigen das große Engagement unserer Mitglieder. Einen besonderen thematischen Schwerpunkt bildet die optische Messtechnik mit den Teilbereichen optische Messsysteme und interferometrische Messsysteme, die jeweils ein breites Spektrum von Anwendungen abdecken. Weitere aktuelle Themenbereiche sind die Ultraschallmesstechnik sowie die biomedizinische und Umweltmesstechnik.

Neben der Signalverarbeitung von Sensoren hat auch die Überwachung von Sensoren auf ihren Zustand und ihre Funktionsfähigkeit in letzter Zeit stark an Bedeutung gewonnen. Deshalb freue ich mich besonders über den Vortrag von Prof. Werthschützky zum Thema Sensorselbstüberwachung. Der diesjährige AHMT-Preis schließlich wird Herrn Dr. Anton Fuchs für seine Arbeit im Themenbereich der Überwachung prozesstechnischer Anlagen verliehen.

Mein besonderer Dank gilt meinem Mitarbeiter Herrn Ralf Stöber für die Organisation der Tagung sowie allen Förderern des Symposiums, die die Durchführung durch ihre Unterstützung ermöglicht haben.

Bayreuth, im Oktober 2006

Gerhard Fischerauer Lehrstuhl für Mess- und Regeltechnik der Universität Bayreuth

Inhalt

	Sensorselbstüberwachung7
1	Signalverarbeitungsverfahren in Messsystemen
	Böhringer, Geistler Bordautonome Ortung von Schienenfahrzeugen – bewertender Vergleich unterschiedlicher Fusionsansätze
	Adamsmair, Ebner, Hinterdorfer, Zagar Signalverarbeitungsalgorithmen für ein Rasterkraftmikroskop im TREC Modus
2	Ultraschallmesssysteme
	Stöbener, Goch Ein Ultraschall-Messprinzip zur Verzugsmessung an Scheiben während des Härtens in Öl
	Rautenberg, Henning Messung der akustischen Impedanz einer Flüssigkeit in einem akustischen Wellenleiter
3	Optische Messsysteme
	Hoffmann, Müller, Zeh, Koch Breitbandige Beleuchtungsquellen für Faser-Bragg-Gitter-Sensoren 75
	Dantan, Höhse, Karasyov, Wolfbeis Entwicklung einer pH-Optode zur Früherkennung korrosionsgefährdender Zustände in Stahlbeton
	Werling, Beyerer Deflektometrische Untersuchungen mit inversen Mustern

4 Verleihung des AHMT-Preises

	Fuchs, Brasseur Bestimmung der Förderparameter von Schüttgütern in pneumatischen Transportanwendungen
5	Interferometrische Messsysteme
	Doloca, Tutsch Zufalls-Phasenschieberinterferometrie
	Bayer, Czarske Interferometrischer Laser-Doppler-Feldsensor zur flächenhaften Messung der Geschwindigkeitsverteilung von komplexen Strömungen 141
	Gollwitzer, Fischerauer Messsystem zur Erfassung der Phasenfronten von hochfrequenten Oberflächenwellen
6	Biomedizinische und Umweltmesstechnik
	Zhelondz, Horn, Tränkler Untersuchungen zur Verringerung der Messunsicherheit von nichtindustriellen Infrarot-Gassensoren
	Weber, Werthschützky Augeninnendruckbestimmung mit einem optimierten Messsystem zur Applanationstonometrie auf Basis eines Druckluftstoßes

Selbstüberwachung und Störungstoleranz von Sensoren

Roland Werthschützky

Institut für Elektromechanische Konstruktionen, Prof. Werthschützky, Darmstadt Tel.: 06151 16-2296, e-mail: werthschützky@emk.tu-darmstadt.de

Kurzfassung

Ausgehend vom Begriff der Fehlertoleranz mechatronischer Systeme wird die Störungstoleranz von Sensoren abgeleitet. Hierfür ist die exakte Abgrenzung der in der Mechatronik und Messtechnik teilweise unterschiedlich gebrauchten Begriffe Fehler, Störung und Ausfall erforderlich. Zur Störungstoleranz zählt die Selbstüberwachung der Sensoren einschließlich der Möglichkeit einer zumindest teilweisen Rekonfiguration. Auf Basis einer umfangreichen Analyse des Standes der Technik und eigener Untersuchungen an druckbasierten Durchfluss-Sensoren wird eine allgemeingültige Struktur der Methoden und Verfahren zur Sensor-Selbstüberwachung, also der Störungs- und Ausfallerkennung sowie deren Diagnose, vorgestellt. Die Wirkungsweise dieser Methoden und Verfahren für die Anwendung bei Sensoren wird erläutert sowie deren Vor- und Nachteile zusammengestellt. Zielstellung dieser Strukturierung ist die Unterstützung eines systematischen Vorgehens der Sensorhersteller bei der Implementierung von Selbstüberwachung in autarke Sensoren. Ausgehend von der unterschiedlichen Leistungsfähigkeit dieser Verfahren wird ein Ausblick auf zukünftige Entwicklungsschwerpunkte gegeben.

1 Einführung

Standen in der Vergangenheit bei der Sensorentwicklung vor allem Verbesserungen der Spezifikationsdaten, z.B. Reduzierung der Messunsicherheit, im Vordergrund, sind heute die Entwicklungsziele zunehmend in Richtung der Er-

langung von Kosten-Nutzen-Vorteilen ausgerichtet [1]. Dabei ist aus Anwendungssicht zu berücksichtigen, dass den tatsächlichen Sensor-Kosten neben dem Kaufpreis auch die Installations-, Inbetriebnahme-, Wartungs- und Reparaturkosten sowie Folgekosten bei Störungen oder Ausfall des Sensors zugerechnet werden müssen. Vor allem die Wartungs-, Reparatur- und Folgekosten übersteigen in der Prozessmesstechnik den Anschaffungspreis um ein Vielfaches. Daher besteht eine der Kernforderungen der Technologie-Roadmap für Prozess-Sensoren [2] in der drastischen Reduzierung von Wartungen und Inspektionen. Darin eingebunden ist auch die Forderung nach vorausschauender Sensor-Wartung [3]. Der Sensor sollte also selbst seinen Ist-Zustand erfassen und bewerten sowie daraus Informationen über seine zukünftige Einsatzbereitschaft liefern. Diese Funktionalität, im Weiteren als Selbstüberwachung [4] bezeichnet, umfasst die Erkennung von Sensor-Störungen und deren Diagnose nach Art und Ort der Störung. Der hierfür erforderliche zusätzliche Signalverarbeitungsaufwand wird durch die zunehmende Integration von Komponenten der digitalen Signalverarbeitung, z.B. Mikrocontroller, in den Sensor abgesichert. Ein weiterer Anwenderwunsch wird zukünftig die "Selbstreparatur" von Sensoren, also deren Rekonfiguration, umfassen. Durch die Anwendung von Selbstüberwachung und Rekonfiguration wird in naher Zukunft der Einsatz von gegenüber Störungen und Ausfällen toleranten Sensoren, in VDI/VDE 3698 [5] als Fehlertoleranz bezeichnet, möglich sein. Zur Abgrenzung zu dem in der messtechnischen Praxis üblichen Begriff des Messfehlers, wird im Folgenden von Störungstoleranz gesprochen [6].

2 Messfehler, Störung und Ausfall

Die allgemeine Messkette eines Sensors ist im Bild 1 dargestellt. Der physikalische Wandlungsmechanismus ist dem Primärsensor zugeordnet. Durch die unmittelbar gekoppelte analoge Primärelektronik wird die gewandelte Zwischengröße in ein störsicheres elektrisches Signal umgeformt. Die zunehmend digitale Sekundärelektronik enthält zusätzliche Funktionalitäten, wie Korrektur systematischer Fehler, Umwandlung in ein analoges oder digitales Standardausgangssignal (Bus-Kopplung) und Algorithmen zur Selbstüberwachung.

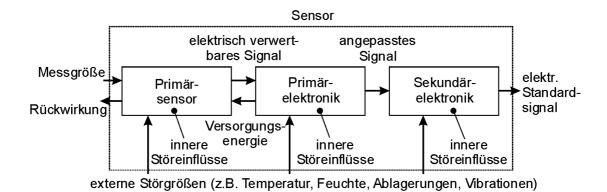


Bild 1: Allgemeine Messkette eines elektrischen Sensors für mechanische Größen mit internen und externen Störeinflüssen.

Im Rahmen der Normung innerhalb der Bereiche Zuverlässigkeit, Sicherheit und Qualitätssicherung, z.B. DIN EN 61508 und VDI/VDE 3542, wird der Zustand nach erfolgter Störung als fehlerhafter Zustand oder einfach als Fehler (fault) bezeichnet. Der Begriff Fehler ist in der Messtechnik jedoch bereits seit dem 19. Jahrhundert (C.F. GAUSS) als absolute, relative oder reduzierte Abweichung des Messwertes vom Sollwert eingeführt und wird im praktischen Gebrauch auch gegenwärtig vorrangig verwendet. Jeder Sensor weist daher im messtechnischen Sinne Fehler auf, die in vorgegebenen Grenzen – Messun sicherheit (uncertainty) – toleriert werden. Bei einer Überschreitung dieser Grenzen wird daher hier nicht vom Fehler, sondern von einer *Störung* gesprochen. Der neu eingeführte Begriff der Störung weicht allerdings von der in VDI/VDE 3542 festgelegten Störung (malfunction) – Funktion wird nicht mehr erfüllt, aber System kehrt nach begrenzter Zeit zum "korrekten Wirken" zurück – ab. Übereinstimmend wird als Ausfall (failure) die dauerhafte Nichterfüllung der Funktion bezeichnet.

Im Bild 2 sind die Begriffe Störung und Ausfall im stationären Zustand des Sensors an der *statischen* Sensorkennlinie erläutert. Alle zulässigen systematischen und zufälligen Abweichungen sind in einem die *Messunsicherheit* [7] kennzeichnenden Toleranzband zusammengefasst. Erst beim Verlassen dieses Toleranzbandes liegt eine *Störung* vor.

Die *dynamischen* Fehler werden durch den Amplitudenfrequenzgang des Sensors im Bild 3 beschrieben. Auch hier kennzeichnet ein Toleranzband die zulässigen Abweichungen.

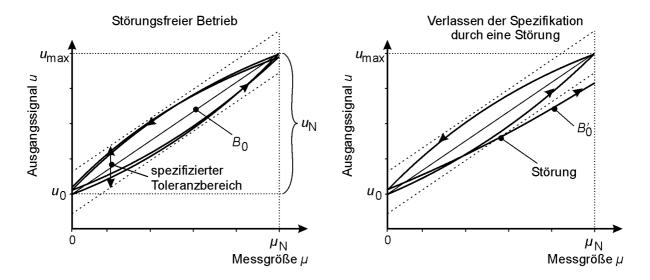


Bild 2: Statisches Sensor-Übertragungsverhalten im störungsfreien und gestörten Betrieb.

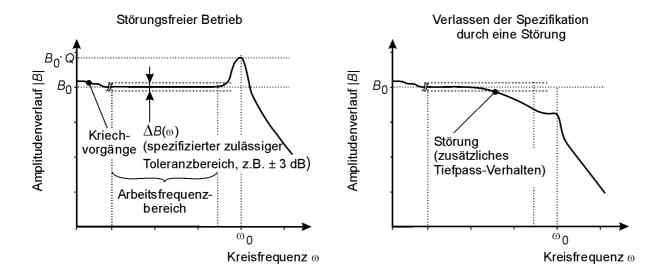


Bild 3: Amplitudenfrequenzgang zur Kennzeichnung des dynamischen Sensor-Übertragungsverhaltens im störungsfreien und gestörten Betrieb.

Die Herausforderung bei der Realisierung von Selbstüberwachung *autarker* Sensoren besteht nun darin, alle relevanten Störungen der Messkette mit mög-

lichst geringem Aufwand zu detektieren, ohne dass der wahre Wert der Messgröße bekannt ist. Dabei ist zu berücksichtigen, dass der Sensor im intakten Zustand spezifizierte Messabweichungen – im praktischen Umgang als Sensorfehler bezeichnet – aufweisen darf.

Die Aufgabe der Sensor-Selbstüberwachung besteht daher im *Erkennen* des Verlassens des spezifizierten statischen und dynamischen Fehlertoleranzbandes durch das Sensorausgangssignal. Die Störungserkennung muss dabei so schnell erfolgen, dass beim Anwender noch keine Folgeschäden eintreten können.

Nach Eintritt einer Störung kann das Ausgangssignal noch zum groben Bestimmen bzw. zur Schätzung der Messgröße genutzt werden. Außerdem besteht grundsätzlich die Möglichkeit, nach eingetretener Störung eine Rekalibrierung des Sensors vorzunehmen und damit seine volle Funktionsfähigkeit wieder zu gewährleisten. Das ist bei einem *Sensor-Ausfall* [6] nicht mehr möglich.

Im Bild 4 ist der Unterschied zwischen Sensor-Ausfall und Störung am Beispiel der statischen Kennlinie schematisch dargestellt.

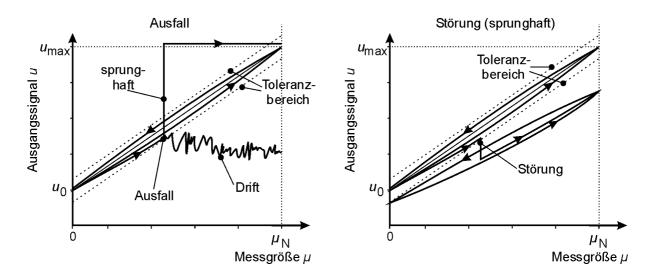


Bild 4: Unterschied zwischen möglichen Ausfällen und Störungen beim statischen Sensorübertragungsverhalten.

3 Selbstüberwachung und Störungstoleranz von Sensoren

3.1 Selbstüberwachung, Selbstkalibrierung und Rekonfiguration

Neben dem Begriff der Selbstüberwachung findet man in der Literatur auch die Begriffe der Selbstdiagnose, Selbstkalibrierung, Selbstvalidierung oder Selbsttest, aber auch Smart oder Intelligent Sensor, die ähnlich, teils jedoch auch kontrovers verwendet werden. Hier wird als Oberbegriff für das *Erkennen* von Sensor-Störungen und der *Diagnose* des störungsbehafteten Zustandes die *Selbstüberwachung* (self monitoring) verwendet.

Die *Selbstkalibrierung* dagegen soll Informationen über die Gültigkeit des Mess-Signals liefern. Sie stellt eine Möglichkeit der Sensor-Rekonfiguration durch Neukalibrierung des gestörten Sensors dar. Die *Rekonfiguration* schließt sich der Selbstüberwachung an.

3.2 Ziele der Sensor-Selbstüberwachung

In der Literatur wird oftmals von der Erhöhung der Zuverlässigkeit $R_{\rm S}(t)$ des Sensors als Ziel der Selbstüberwachung gesprochen. Bei genauerem Betrachten ist jedoch feststellbar, dass die zusätzliche Funktion der Selbstüberwachung auch eine begrenzte Zuverlässigkeit $R_{\rm U}(t)$ aufweist, d.h. auch die Selbstüberwachung kann gestört sein, oder im Extremfall sogar ausfallen. Da für diesen Fall beide Einheiten bei der Zuverlässigkeitsbetrachtung [9] als Reihenanordnung auftreten, muss für die Gesamtzuverlässigkeit $R_{\rm G}(t)$ gelten:

$$R_{\rm G}(t) = R_{\rm S}(t) \cdot R_{\ddot{\rm U}}(t)$$
 mit $R_{\rm S}(t), R_{\ddot{\rm U}}(t) < 1$ und damit $R_{\rm G}(t) < R_{\rm S}(t), R_{\ddot{\rm U}}(t)$

Im Ergebnis ist die Gesamtzuverlässigkeit $R_G(t)$ des mit Selbstüberwachung ausgestatteten Sensors geringer, als die vorherige Sensorzuverlässigkeit $R_S(t)$. Erst durch die Rekonfiguration, die durch Redundanzanordnungen als Parallelschaltung wirkt, ist eine Zuverlässigkeitserhöhung möglich.

Der Nutzen der Selbstüberwachung von Sensoren liegt vor allem in der Verringerung der Folgen eines Sensorausfalls. Störungen werden rechtzeitig erkannt und diagnostiziert und somit Folgeschäden für den Prozess vermieden. Damit wird eine höhere Sicherheit [8], [9] des Sensors gewährleistet. Außerdem ist durch das Auswerten der Zusatzinformation ein realistischeres Bild vom Ist-Zustand und bei geeigneter Bewertung auch vom in naher Zukunft zu erwartenden Zustand ableitbar. Durch die damit mögliche, eingangs erwähnte, vorausschauende Wartung wird eine höhere Verfügbarkeit [10] gewährleistet. Insgesamt besteht das Hauptziel der Sensor-Selbstüberwachung in der Erhöhung der Verlässlichkeit [6], d.h. solange weder Störung noch Ausfall gemeldet werden, kann man sich im hohen Maße darauf verlassen, dass der Sensor seine Funktion gemäß der Spezifikation voll erfüllt. Der vom Sensor ermittelte Messwert entspricht mit einer zulässigen Unsicherheit der Messgröße. Im Bild 5 sind die wichtigsten Einflussgrößen zur Erhöhung der Sensor-Verlässlichkeit zusammengestellt.



Bild 5: Einflussgrößen zur Steigerung der Verlässlichkeit als Hauptziel der Sensor-Selbstüberwachung.

4 Methoden und Verfahren zur Sensorselbstüberwachung

4.1 Strukturierung der Methoden und Verfahren

Zur Selbstüberwachung von Prozess-Sensoren werden nach [4] drei grundsätzlich unterschiedlichen Methoden angewandt:

- direkte Prozesskopplung des Sensors,
- Auswerten von Vor- und Erfahrungswissen und
- interne Überwachung des autarken Sensors.

Die Methode der Prozesskopplung benötigt zur Selbstüberwachung externe Informationen, die nicht aus dem Sensor selbst stammen. Neben einfachem Informationsaustausch benachbarter Sensoren und Aktoren im Prozess zur Durchführung von Vergleichen und Plausibilitätstest sind umfassendere modellbasierte Verfahren, die den gesamten Prozess oder den betrachteten Teilprozess in ein Modell abbilden, dieser Methode zugeordnet. Durch das Modell können mittels der verfügbaren Größen, wie Messsignale oder Stellgrößen, die zu überwachenden Ausgangsgrößen berechnet werden. Diese Verfahren setzen natürlich umfangreiches Wissen zum Prozessverhalten voraus.

Über das Wissen zum Prozess verfügt nur der Anwender und kann somit erst nachträglich den Überwachungsalgorithmus implementieren. Die modellbasierten Verfahren stehen daher im Mittelpunkt bei der Fehlererkennung und Diagnose von mechatronischen Systemen [11, 12]. Die hierfür erforderlichen hohen Entwicklungskosten werden durch die sehr hohen Stückzahlen der Systeme, z.B. in der Kfz-Technik, getragen.

Der Sensorhersteller hat jedoch das Ziel, ein *autarkes*, für eine Vielzahl von Anwendungsfällen einsetzbares Gerät anzubieten. Im Bild 6 sind die Selbst-überwachungsverfahren für autarke Sensoren als

- Einsatz von Redundanz,
- Erzeugung einer Referenzgröße,
- Analyse des Mess-Signals,
- Analyse des Einflusses einer Störgröße und
- Analyse von Zusatzsignalen in der Messkette

angegeben.

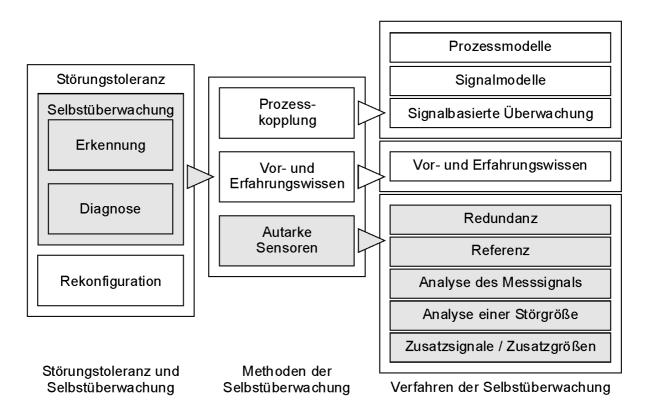


Bild 6: Einteilung der Sensor-Selbstüberwachung nach Methoden und Verfahren.

Eine umfangreiche Analyse von industriellen, mit Selbstüberwachungsfunktionen ausgestatteten Prozess-Sensoren bestätigt diese Einteilung [13]. Dabei beträgt die Häufigkeit der angewandten Verfahren bei 25 gefundenen selbst überwachenden Prozess-Sensoren:

Redundanz 25%, Referenz 30%, Analyse des Mess-Signals 20%, Analyse der Störgröße 5%, Analyse von Zusatzsignalen 20%.

Eine Zwischenstellung nimmt die Methode der Nutzung von *Vor- und Erfahrungswissen* über Signalverläufe ein. Hierzu zählen einfache Grenzwert- überwachungen und Plausibilitätstests. Die Selbstüberwachung läuft hier autark ab, doch es muss Vorwissen zum Prozess vorhanden sein. Diese Methode ist auf Grund des stets vorhandenen Erfahrungswissens sehr einfach durch den Anwender, z.B. in Form von qualitativen Plausibilitätstests, umsetzbar und wird als sehr wirksam eingeschätzt [4].

Alle drei genannten Methoden, die Prozesskopplung allerdings im reduzierten Umfang, sind durch spezielle Algorithmen im Sensor integrierbar. Anlehnend

an die Zielstellung der Sensorentwickler beziehen sich die weiteren Ausführungen auf die fünf bereits genannten Überwachungsverfahren für *autarke* Sensoren.

4.2 Verfahren der Selbstüberwachung bei autarken Sensoren

Beim *Verfahren der Redundanz* werden redundante Signale durch gleichartige – *homogene* – oder unterschiedliche – *diversitäre* – Redundanz erzeugt. Dabei können die gesamte Messkette oder Teile davon redundant ausgeführt werden. Weicht ein Signal von einer vereinbarten Toleranz ab, liegt eine Störung vor. Bei einfacher Redundanz kann nur eine Erkennung einer Störung stattfinden. Handelt es sich um drei oder mehrere redundante Einheiten kann aufgrund eines Mehrheitsentscheids – *Majoritäts-Redundanz* – eine Rekonfiguration durch Abschalten der abweichenden Einheit erfolgen.

Mittels einer *Referenzgröße* kann sich der Sensor selbst überwachen und, wenn sie am Eingang als Referenzmesswert anliegt, auch rekalibrieren. Referenzgrößen können auch als elektrische Zwischengrößen in der Messkette im Bild 1 wirken. In diesem Fall sind nur die nachfolgenden Signalverarbeitungsblöcke überwachbar.

Bei der *Analyse des Mess-Signals* werden sensorspezifische Grenzwerte und Trends überwacht. Diese Werte werden aus den spezifischen Einsatzbedingungen der jeweiligen Sensorgruppe abgeleitet. Eine weitere Überwachungsmöglichkeit bieten zusätzliche Informationen im Mess-Signal, z.B. höhere Frequenzanteile bei quasi-statischen Messungen.

Bei der Analyse des *Einflusses einer Störgröße* wird der unerwünschte, aber bekannte Effekt der Störgrößenempfindlichkeit – Querempfindlichkeit – auf unterschiedliche Übertragungsblöcke in der Messkette ausgewertet. Hierzu wird in einem getrennten Messkanal die Störgröße erfasst. Durch den Vergleich mit den Zwischensignalen der störgrößenbelasteten Messkette können Störungen erkannt und diagnostiziert werden.

Durch die Analyse von sensorinternen Zusatzsignalen oder Zusatzgrößen kann der Ist-Zustand von Sensoren bestimmt werden. Dabei handelt es sich um

Signale und Größen, die bei der Mess-Signal-Übertragung nicht berücksichtigt werden, z.B. Speisespannung von Messbrücken und deren Widerstandsparameter. Dieses Verfahren wird vor allem bei der Überwachung der Sensorelektronik – Selbsttest – angewandt und wird auf die besonders gefährdeten Baugruppen und Bauelemente konzentriert.

Ausgehend von der bereits erwähnten Analyse des Standes der Technik zu Prozess-Sensoren mit Selbstüberwachung [13] und den eigenen Untersuchungen an druckbasierten Durchfluss-Sensoren [6, 14, 15] ergibt eine Bewertung der Überwachungsverfahren die in Tabelle 1 zusammengestellten Vor- und Nachteile.

 Tabelle 1:
 Bewertung der Verfahren zur Selbstüberwachung autarker Sensoren.

Verfahren	Vorteile	Nachteile		
	sehr gute Erkennbarkeit der Störungen	Redundanz von Primärsensoren ist		
Redundanz	bei diversitärer Redundanz,	mit hohem Aufwand verbunden,		
	Möglichkeit der automatischen Rekon-	es besteht Gefahr, dass sich die ne-		
	figuration ab mindestens drei in Re-	gativen Sensoreigenschaften über-		
	dundanz betriebener Sensoren,	lagern und sich somit der Gesamt-		
	bei diversitärer Redundanz ist zusätz-	sensor verschlechtert		
	lich das Verfahren "Analyse des Mess-			
	Signals" anwendbar,			
	durch Sensor-Redundanz wird eine			
	geringere Messunsicherheit, z.B. durch			
	Mittelwertbildung, ermöglicht			
	bei ausreichender Genauigkeit der Re-	Erzeugung einer Referenz-		
Referenz	ferenzgröße am Eingang ist Rekonfigu-	Messgröße ist sehr aufwändig,		
	ration durch Rekalibrierung möglich,	es besteht die Gefahr der Beein-		
	einfach umsetzbar durch Erzeugung ei-	trächtigung der Messung durch Be-		
	ner elektrischen Referenz-	triebsunterbrechungen		
	Zwischengröße,			
	einzelne Komponenten der Messkette			
	werden direkt überwacht			
	Aufwand zur Implementierung der Al-	teilweise Abhängigkeit vom Pro-		
Analyse des	gorithmen verhältnismäßig gering,	zess oder der speziellen Applikati-		
	Nutzung von Zusatzinformationen, die	on, da spezifische Prozesseigen-		
Mess-Signals	im Mess-Signal vorhanden sind,	schaften genutzt werden		
	bietet sich als Ergänzung zu den ande-			
	ren Verfahren an, da diese zusätzliche			

	Informationen im Mess-Signal generie-	
	ren	
	Einfluss der Störgröße auf das Aus-	Aufbau einer zweiten Messkette
Analyse von	gangssignal des Sensors kann direkt	zur Störgrößenerfassung,
	korrigiert werden,	oftmals nicht ausreichende Quer-
Störgrößen	Ausgabe einer weiteren Prozessgröße	empfindlichkeiten vorhanden
	ist möglich,	
	Störgröße kann zur Verstärkung der	
	Querempfindlichkeit direkt eingebracht	
	werden,	
	Verfahren ist sehr gezielt einsetzbar,	nichtelektrische Baugruppen erfor-
Analyse von	Überwachung elektronischer Baugrup-	dern höheren Überwachungsauf-
Zusatz-	pen und Bauelemente mit verhältnis-	wand als elektrische,
	mäßig geringem Aufwand möglich,	Überwachung bezieht sich nur auf
signalen und	exakte Diagnose der Störungsursachen	einen eingeschränkten Bereich der
Zusatzgrößen	ist durch gezielten Einsatz direkt mög-	Messkette
	lich	

5 Schlussfolgerungen und Ausblick

Ausgehend von einer exakten Abgrenzung der Begriffe Messfehler, Störung und Ausfall wird als Hauptzielstellung der Sensor-Selbstüberwachung die Erhöhung der Verlässlichkeit abgeleitet. Bezüglich der Methoden und Verfahren muss unterschieden werden, ob die Sensoren als *autark* oder *prozessgekoppelt* betrachtet werden. Eine Zwischenvariante nutzt Erfahrungswissen zum Prozess. Mit Hilfe von Grenzwert- und Plausibilitätsbetrachtungen zeichnet sich diese Variante durch eine sehr effektive Selbstüberwachung aus. Das Ziel der Sensorhersteller ist jedoch die integrierte Selbstüberwachung von universell einsetzbaren autarken Prozess-Sensoren. Hier sind fünf Grundverfahren ableitbar, die sich durch spezifische Vor- und Nachteile auszeichnen. Die Verfahrensauswahl hängt vom jeweiligen Messprinzip, dem Messverfahren und den Anwenderforderungen ab. Auch ist eine Kombination von mehreren Verfahren möglich. Ausgangspunkt einer Verfahrensauswahl ist stets eine exakte Störungsanalyse – Art der Störungen und deren Häufigkeit – des betrachteten Sensors, z.B, durch FMEA (Failure Mode and Effect Analysis) [16].

Im Rahmen eigener Forschungsarbeiten wurde das Überwachungsverfahren der diversitären Redundanz durch Kopplung des Wirkdruck- und des Wirbel-

Verfahrens an einem Durchflusssensor für Flüssigkeiten erfolgreich erprobt [15]. Gegenwärtig laufen Untersuchungen an einer Keramik-Staudrucksonde mit integrierter resistiver und piezoelektischer Sensorik. Mit der Sensoranordnung soll diversitäre Redundanz der Messverfahren und der Messprinzipien gesichert werden. Außerdem ist durch ein integriertes piezoelektrisches Aktorelement die Rekonfiguration durch Selbstkalibrierung vorgesehen.

Die Weiterentwicklung der Sensor-Selbstüberwachung wird vor allem in Richtung komplexerer Signalverarbeitung im autarken Sensor gesehen. Im Vordergrund werden dabei die Verfahren "Analyse des Mess-Signals" und "Analyse der Querempfindlichkeiten von Störsignalen" stehen. Aber auch die Implementierung von einfachen Anwendungswissen für typische Einsatzfälle kann für Sensoren ein zukünftiger Ansatz sein.

Zunehmend werden Möglichkeiten zur Sensor-Rekonfiguration untersucht. Einen wichtigen Beitrag können hier MEMS-Sensoren leisten, die zur Sicherung von Redundanz als kostengünstige Array-Anordnungen ausführbar sind. Weitere Ansätze sind die automatische Rekalibrierung oder die gezielte Reduzierung des Funktionsumfangs und der Genauigkeit des Sensors, d.h. Ableitung von *Degrationsstrategien*.

6 Literatur

- [1] Schaudel, D.: Was bestimmt künftig die Innovationsgeschwindigkeit bei den Prozeßsensoren. atp, Heft 6, 1998.
- [2] NAMUR, GMA.: Abschlussbericht zur Technologie-Roadmap: Prozess-Sensoren 2005-2015. VDI/VDE-GMA, Düsseldorf 2005.
- [3] Collucci, M.; Hennemann, M.: Preductive Maintenance Vision oder Realität? Men Tec & automation, Berlin, Heft 9, 2001.
- [4] Mesch, F.: Struktur zur Selbstüberwachung von Meß-Systemen. atp, Heft 8, 2001.
- [5] VDI/VDE 3698: Konzepte fehlertolerierender Automatisierungssysteme. Beuth Verlag, Berlin 1995.
- [6] Müller, R.: Selbstüberwachung differenzdruckbasierter Durchflussmessverfahren für Flüssigkeiten. Dissertation, TU Darmstadt, 2006.

- [7] DIN ENV 13005: Leitfaden zur Angabe der Unsicherheit beim Messen (GUM). Beuth Verlag, Berlin 1999.
- [8] VDI/VDE 3542: Sicherheitstechnische Begriffe für Automatisierungssysteme. Beuth Verlag, Berlin 2000.
- [9] DIN EN 61069: Ermittlung der Systemeigenschaften zum Zweck der Eignungsbeurteilung eines Systems. Beuth Verlag, Berlin 1993.
- [10] DIN 40041: Zuverlässigkeit-Begriffe. Beuth Verlag, Berlin 1990.
- [11] Isermann ,R. (Hrsg.): Überwachung und Fehlerdiagnose Moderne Methoden und ihre Anwendungen bei technischen Systemen. VDI-Verlag, Düsseldorf, 1994.
- [12] Isermann, R.: Fault-Diagnoses Systems. Springer Verlag 2006.
- [13] Noack, J.: Ermittlung des Standes der Selbstüberwachung bei elektromechanischen Sensoren. Studienarbeit, TU Darmstadt 2004
- [14] Müller, R.; Nuber, M.; Werthschützky, R.: Selbstüberwachender Durchfluss-Sensor mit diversitärer Redundanz. tm, Heft 4, 2005.
- [15] Müller, R.; Nuber, M.; Werthschützky, R.: Selbstüberwachender Wirbel-Wirkdruck-Durchflusssensor mit nur einem Differenzdrucksensor. Sensoren und Messsysteme 2006, Freiburg, 2006.
- [16] DIN 25448: Ausfalleffektanalyse (Fehler-Möglichkeits- und Einfluß-Analyse). Beuth Verlag, Berlin 1990.

Bordautonome Ortung von Schienenfahrzeugen – bewertender Vergleich unterschiedlicher Fusionsansätze

Frank Böhringer, Alexander Geistler

Institut für Mess- und Regelungstechnik, Prof. Dr.-Ing. C. Stiller Universität Karlsruhe (TH)

Tel.: 0721-6082336, e-mail: {boehringer, geistler}@mrt.uka.de

Kurzfassung

Dieser Beitrag präsentiert zwei unterschiedliche Fusionsansätze zur bordautonomen Ortung von Schienenfahrzeugen und den bewertenden Vergleich dieser Ansätze. Das Ortungssystem besteht aus einem Wirbelstrom-Sensor zur Geschwindigkeitsmessung und einem satellitengestützten System zur Positionsermittlung. Zur Ortung wird bei Fusionsansatz 1 ein polares Systemmodell verwendet, und Fusionsansatz 2 basiert auf zwei kartesischen Systemmodellen. Auf das Verhalten der Fusionsansätze während Ausfällen der Satellitennavigation aufgrund von Abschattungen wird vertieft eingegangen.

1 Einleitung

Für die sicherheitsrelevante Ortung von Schienenfahrzeugen werden in kommerziellen Systemen hauptsächlich ortsfeste Sensoren verwendet, die entlang der Strecke installiert sind. Das hier vorgestellte Ortungssystem hingegen besteht aus zwei bordautonomen Sensoren mit diversitären Sensorprinzipien. Der erste Sensor ist ein berührungslos arbeitender Wirbelstrom-Sensor, der die Zuggeschwindigkeit sehr genau messen kann. Als zweiter Sensor wird ein weltweit verfügbares Satellitennavigationssystem zur absoluten Positionsermittlung eingesetzt. Der folgende Abschnitt beschreibt die Eigenschaften der beiden Sensoren detaillierter.

2 Bordautonome Sensoren

2.1 Wirbelstrom-Sensor

Der Wirbelstrom-Sensor besteht aus zwei Sensoren, welche in einem Abstand l am Drehgestell des Messfahrzeuges befestigt sind (siehe Bild 1). Jeder einzelne

Sensor erfasst metallische Inhomogenitäten des magnetischen Widerstandes entlang des Gleises, welche durch Befestigungskleinteile oder andere Bauteile verursacht werden [1]. Die Geschwindigkeit kann durch das Prinzip der Laufzeit-Korrelation bestimmt werden, da idealerweise beide Sensoren das gleiche, lediglich um eine Laufzeit T verschobene Sensorsignal



Bild 1: Wirbelstrom-Sensor am Drehgestell des Messfahrzeuges befestigt

messen. Die Geschwindigkeit berechnet sich aus v = l/T. Dieses Messverfahren ist sehr robust gegenüber äußeren Einflüssen, wie z.B. Schnee oder Regen und erzielt eine hohe Genauigkeit von $\sigma_v/v < 1\%$ [2].

2.2 Weltweites Satellitennavigationssystem

Die entscheidenden Vorteile der Satellitennavigation sind die weltweite Verfügbarkeit und die Möglichkeit der absoluten Positionsermittlung. Jedoch müssen andere Nachteile und Störeinflüsse berücksichtigt werden, wie beispielsweise Mehrwegausbreitungen und Satellitenabschattungen durch Eisenbahntunnels, Wälder- oder Häuserschluchten. Mit dem verwendeten differenziellen Global Positioning System (GPS)-Empfänger kann eine Genauigkeit von 3m erreicht werden. Die Positionsangaben werden in einem zweidimensionalen, kartesischen Koordinatensystem ausgegeben, hingegen liefert der Wirbelstrom-Sensor eine skalare Geschwindigkeitsmessung ohne Richtungsinformation. Beide Sensoren zeigen orthogonale Stärken und motivieren zu einem gekoppelten Messsystem mit einer zentralisierten Fusionsstrategie.

3 Fusionsansatz 1: Erweitertes Kalman-Filter

Der zentralisierte Fusionsansatz 1 beruht auf der Verwendung des *Erweiterten Kalman-Filters* (EKF), um die Geschwindigkeit des Wirbelstrom-Sensors und die GPS-Positionsangaben zu fusionieren. In diesem Ansatz wird ein Systemmodell in Polarkoordinaten verwendet, welches die Position mit Hilfe der Zuggeschwindigkeit und des Gierwinkels propagiert [3]. Diese führt zu der nichtlinearen Systemgleichung

$$\underline{x}_{k} = \begin{bmatrix} u_{1k-1} + v_{k-1}\sin(\varphi_{k-1})\Delta t \\ u_{2k-1} + v_{k-1}\cos(\varphi_{k-1})\Delta t \\ \varphi_{k-1} + \omega_{k-1}\Delta t \\ \omega_{k-1} \\ v_{k-1} \end{bmatrix} + \underline{W}_{k-1}\underline{w}_{k-1}$$
(1)

mit dem Zustandsvektor \underline{x}_k der folgende Zustandsgrößen enthält: die Zugposition $[u_{1k}, u_{2k}]$, der Gierwinkel φ_k gegen Norden, die Gierrate ω_k und die Zuggeschwindigkeit v_k . Um die nichtlineare Systemgleichung dem allgemeinen, linearen Systemmodell des EKF

$$\underline{x}_k = \underline{A}_{k-1} \underline{x}_{k-1} + \underline{B}_{k-1} \underline{u}_{k-1} + \underline{W}_{k-1} \underline{w}_{k-1}$$

$$\tag{2}$$

anzupassen, muss diese linearisiert werden. Das Ortungssystem hat keine Information über etwaige Fahr- und Bremsbefehle; hieraus folgt, dass die Eingangsmatrix des Systems $\underline{B}_{k-1} = \underline{0}$ gesetzt wird.

Der Zusammenhang zwischen dem Zustandsvektor \underline{x}_k und dem Messvektor \underline{z}_k wird durch das lineare Beobachtungsmodell wie folgt beschrieben

$$\underline{z}_{k} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{1k} \\ u_{2k} \\ \varphi_{k} \\ \omega_{k} \\ v_{k} \end{bmatrix} + \underline{v}_{k},$$
(3)

wobei der Messvektor \underline{z}_k aus drei Komponenten besteht: die GPS-Position $[u_{1\text{Gps}k}, u_{2\text{Gps}k}]$, die Geschwindigkeit des Wirbelstrom-Sensors $v_{\text{Ecs}k}$ und das Messrauschen \underline{v}_k , welches als weiß und gaußverteilt angenommen wird.

4 Fusionsansatz 2: Interacting Multiple Model

Im vorher beschriebenen Fusionsansatz wurde ein polares Systemmodell zur Approximation der Zugkinematik verwendet. Bei der 2D-Ortung werden hingegen oftmals kartesische Systemmodelle bevorzugt, wie auch z.B. in [4] und [5]. Eine allgemeine diskrete Formulierung dieses Modells ist gegeben durch

$$\underline{p}_{k} = \underline{p}_{k-1} + \Delta t \cdot \underline{\dot{p}}_{k-1} + \frac{1}{2} \Delta t^{2} \cdot \underline{\ddot{p}}_{k-1} + \frac{1}{6} \Delta t^{3} \cdot \underline{\ddot{p}}_{k-1} + \dots$$
(4)

mit $\underline{p}_k = [u_{1k}, u_{2k}]^{\mathrm{T}}$ als zweidimensionale Zugposition zum Zeitpunkt k und \underline{p}_k , \underline{p}_k entsprechend als Geschwindigkeit, Beschleunigung und Ruck. Die Abtastrate ist definiert als $\Delta t = t_k - t_{k-1}$.

Analog zum Fusionsansatz 1 wird hier ein Systemmodell mit konstanten Geschwindigkeiten \dot{u}_{1k} , \dot{u}_{2k} angenommen. Dieses Systemmodell kann als zwei quasi entkoppelte, eindimensionale Modelle in u_1 - und u_2 -Richtung aufgefasst werden. Allerdings sind diese Modelle durch den Geschwindigkeitsvektor verbunden. Unter der Annahme, dass der Zug sich auf einer Kreisbahn bewegt, werden Beschleunigungen \ddot{u}_{1k} , \ddot{u}_{2k} auftreten, obwohl der Zug mit konstanter Geschwindigkeit fährt. Um diese Pseudo-Beschleunigungen modellieren zu können, wird ein zweites Systemmodell mit konstanten Beschleunigungen parallel implementiert [4]. Aufgrund der Verwendung zweier Modelle und der Notwendigkeit des Umschaltens zwischen den Systemen bietet sich der *Interacting Multiple Modell* (IMM)-Filter sehr gut an. Dieser bewirkt ein probabilistisches, weiches Umschalten zwischen den Modellen $M^j = \{M^1, M^2\}$.

4.1 Kinematisches Modell: Reduzierte Ordnung

In diesem Modell wird die Zugkinematik nur durch die ersten beiden Terme angenähert, und die Beschleunigung wird als Rauschen modelliert [4]; die Ordnung der Bewegungsgleichung wird also reduziert. Dies führt zu dem linearen Systemmodell

$$\underline{p}_{k} = \underline{p}_{k-1} + \Delta t \cdot \underline{\dot{p}}_{k-1} + \frac{1}{2} \Delta t^{2} \cdot \underline{w}_{k-1}$$
 (5)

mit \underline{w}_{k-1} als Gauß'sches weißes Rauschen. Der Zustandsvektor \underline{x}_k enthält dann die Zustandsvariablen \underline{P}_k als Zugposition und $\underline{\dot{P}}_k$ als Geschwindigkeit. Die Eingangsmatrix des Systems \underline{B}_{k-1} wird wiederum zu null gesetzt.

Das Beobachtungsmodell kombiniert den Zustandsvektor \underline{x}_k und die Messgrößen. Die GPS-Position [$u_{1\text{Gps}k}$, $u_{2\text{Gps}k}$] und die Geschwindigkeit $v_{\text{Ecs}k}$ des Wirbelstrom-Sensors. Dies führt zu dem nichtlinearen Beobachtungsmodell

$$\underline{z}_{k} = \begin{bmatrix} u_{1k} \\ u_{2k} \\ \sqrt{(\dot{u}_{1k})^{2} + (\dot{u}_{2k})^{2}} \end{bmatrix} + \underline{v}_{k}, \qquad (6)$$

mit \underline{v}_k als Messrauschen. Aufgrund der Nichtlinearität der Beobachtungsgleichung bietet sich wiederum ein *Erweitertes Kalman-Filter* (EKF) an.

4.2 Kinematisches Modell: Konstante Beschleunigung

Das Modell *Konstante Beschleunigung* basiert auf der Annahme, dass der Ruck als Prozessrauschen modelliert wird und legt folgendes Modell zugrunde:

$$\underline{p}_{k} = \underline{p}_{k-1} + \Delta t \cdot \underline{\dot{p}}_{k-1} + \frac{1}{2} \Delta t^{2} \cdot \underline{\ddot{p}}_{k-1} + \frac{1}{6} \Delta t^{3} \cdot \underline{w}_{k-1} , \qquad (7)$$

mit \underline{w}_{k-1} als Gauß'sches, weißes Prozessrauschen. In der Zustandsraumdarstellung führt dies zu den Zustandsgrößen: Zugposition $[u_{1k}, u_{2k}]$, Geschwindigkeiten $[\dot{u}_{1k}, \dot{u}_{2k}]$ und Beschleunigungen $[\ddot{u}_{1k}, \ddot{u}_{2k}]$. Hierbei wird die Eingangsmatrix des Systems $\underline{B}_{k-1} = \underline{0}$ gesetzt.

Das Beobachtungsmodell $\underline{z}_k = h(\underline{x}_k, \underline{v}_k)$ ist, bis auf das Messrauschen \underline{v}_k , identisch mit dem des Modells *Reduzierte Ordnung* und führt zu folgendem Messvektor

$$\underline{z}_k = [u_{1\text{Gps}k}, u_{2\text{Gps}k}, v_{\text{Ecs}k}]^{\text{T}}, \tag{8}$$

mit der GPS-Position [$^{u_{1}Gpsk}$, $^{u_{2}Gpsk}$] und der Geschwindigkeit v_{Ecsk} des Wirbelstrom-Sensors.

4.3 Interacting Multiple Model (IMM)

Der *Interacting Multiple Mode*-Filter, welcher die in Kapitel 4.1 und 4.2 vorgestellten EKF kombiniert, besteht im Wesentlichen aus vier Teilschritten:

- 1. Interaktion die vorherigen Zustände der Filter werden gemischt.
- 2. Update der einzelnen Erweiterten Kalman-Filter
- 3. Update der Modellwahrscheinlichkeiten
- 4. Kombination lineare Kombination der einzelnen Filterzustände

Detaillierte Herleitungen und Beschreibungen zu dem *Interacting Multiple Model*-Filter können [4] und [5] entnommen werden.

5 Feldversuche

Um eine gute und zuverlässige Basis für den bewertenden Vergleich zwischen den Fusionsstrategien zu erhalten, wurde eine Messfahrt mit den beiden Sensorsystemen Wirbelstrom-Sensor und Satellitennavigation durchgeführt. Als Teststrecke diente hierbei ein Teilstück der *Albtalbahn*, eine Nebenbahn in der Nähe von Karlsruhe.

5.1 Versuchszenario

Die gesamte *Albtalbahn* umfasst 26 Streckenkilometer und neun Bahnhöfe, jedoch wurde die Messfahrt nur auf einem Teilstück von 15 Streckenkilometern durchgeführt. Diese Teilstrecke ist umgeben von Bergen, was für das GPS-System eine besondere Herausforderung darstellt, da Ausfälle und Fehler wahrscheinlicher werden. Um die Leistungsfähigkeit der Fusionsansätze bei GPS-Ausfällen bewerten zu können, wurden zwei künstliche GPS-Abschattungen mit 15 und 20 Sekunden eingeführt. Während aller Messfahrten sind in der Realität jedoch nur GPS-Abschattungen von wenigen Sekunden aufgetreten.

5.2 Bewertungskriterium

Ein großes Problem in der Bewertung von Ortungssystemen ist die Berechnung eines genauen Positionsfehlers, da die wahre Position des Zuges nicht bekannt ist. Eine mögliche Abhilfe ist die Installation eines Referenzsystems mit wesentlich höherer Genauigkeit und Verfügbarkeit. Jedoch sind solche Systeme in der Installation und Wartung sehr teuer. In unserem Fall wurde die Teststrecke für Wartungszwecke von einem Vermessungstrupp mit einer Genauigkeit von wenigen Zentimetern vermessen. Mit diesen Vermessungsdaten wurde eine digitale Streckenkarte zur Implementierung von Map-Matching-Verfahren entwickelt [6]. Anhand dieser Streckenkarte kann der laterale Positionsfehler als orthogonaler Abstand zum Gleis berechnet und als Bewertungskriterium verwendet werden [7].

Die abschließende Fragestellung ist die Beurteilung des lateralen Positionsfehlers im Verhältnis zum longitudinalen Positionsfehler. Für Eisenbahnanwendungen ist der longitudinale Positionsfehler von größerer Bedeutung, da die Strecke aus sicherungstechnischer Sicht als eindimensional modelliert werden kann und die Ortung dadurch nur in longitudinaler Richtung erfolgt. Bei dieser Betrachtung können zwei Dinge angenommen werden: Die Fehler der GPS-Messungen sind in lateraler und longitudinaler Richtung korreliert und damit in bestimmten Maße auch die Fehler der Fusionsansätze. GPS-Abschattungen entlang der Strecke entstehen hauptsächlich durch Objekte, die in lateraler Richtung zum Fahrzeug angeordnet sind. Dadurch sollte der longitudinale Positionsfehler der GPS-Messung prinzipiell kleiner sein als der laterale Positionsfehler. Unter Abwägung dieser Annahmen kann der laterale Positionsfehler als geeignetes Bewertungskriterium beurteilt werden.

5.3 Messergebnisse

Alle Messergebnisse wurden bei einer Messfahrt aufgezeichnet und später offline weiterverarbeitet. Dies macht die Parametereinstellungen und den Vergleich der Fusionsansätze besonders einfach. Alle hier vorgestellten Algorithmen eignen sich prinzipiell zur Online-Verarbeitung im Fahrzeug. In Bild 2 ist der laterale Positionsfehler des Fusionsansatzes 1 gegenüber der Zeit aufgetragen. Die hohe Ortungsgenauigkeit dieses Ansatzes kann an den geringen Positionsfehlern im Diagramm erkannt werden.

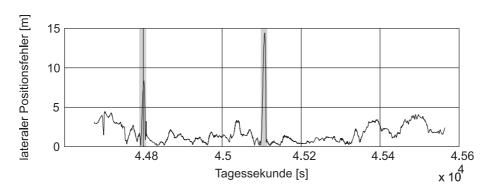


Bild 2: Lateraler Positionsfehler zwischen dem rechtwinkligen Projektionspunkt aus der digitalen Karte und der Positionsschätzung aus Fusionsansatz 1 (graue Balken deuten die künstlichen GPS-Ausfälle an).

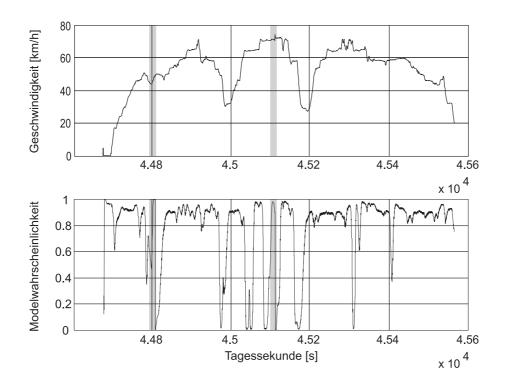


Bild 3: Messergebnisse Fusionsansatz 2: fusionierte Geschwindigkeit (oben); Modellwahrscheinlichkeit μ^1 ; 1.0 bedeutet, dass das EKF mit Modell *Reduzierte Ordnung* verwendet wird.

Die Messergebnisse des Fusionsansatzes 2 sind in Bild 3 dargestellt. Der obere Bildabschnitt zeigt die fusionierte Geschwindigkeit und der untere Abschnitt die Modellwahrscheinlichkeit μ^1 für das Modell *Reduzierte Ordnung* an. Die grauen Flächen deuten die Intervalle der künstlichen GPS-Abschattungen an.

Um das Verhalten der Fusionsansätze während GPS-Abschattungen, wie sie durch Tunnels entstehen, analysieren zu können, wurden zwei künstliche GPS-Ausfälle in die Messdaten eingefügt. Bild 4 zeigt den rekonstruierten Gleisverlauf aus der digitalen Streckenkarte sowie die Positionsschätzungen der Fusionsansätze 1 und 2 während des GPS-Ausfalls, der bei $u_2 = 5406450$ m beginnt und bei 5406650m endet.

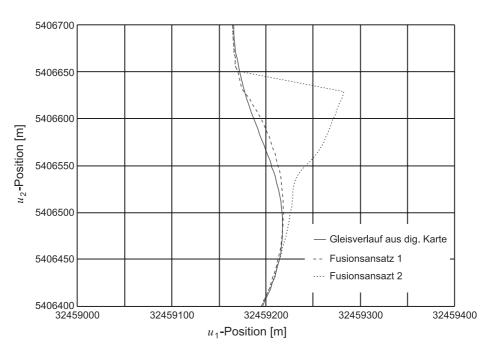


Bild 4: Geschätzte Positionen während des künstlichen GPS-Ausfalls in UTM-Koordinaten; Gleisverlauf aus digitaler Streckenkarte; Positionsschätzungen aus Fusionsansatz 1 und Fusionsansatz 2.

Aufgrund der Tatsache, dass während des GPS-Ausfalls keine Richtungsinformationen, wie z.B. Gierrate oder Gierwinkel vorhanden sind, werden die Positionen nur durch die Systemmodelle prädiziert. In Fusionsansatz 2 resultiert dies, im Falle eines gekrümmten Gleisverlaufs, in einem ständig anwachsenden Positionsfehler. Aufgrund des polaren Systemmodells mit konstanter Gierrate kann der Fusionsansatz 1 dem Gleisverlauf gut folgen und erzielt die besseren Positionsschätzungen.

Eine Zusammenfassung des bewertenden Vergleichs zwischen den Fusionsansätzen 1 und 2 ist in Tabelle 1 dargestellt. Zeile 3 und 4 zeigen die tatsächlich erzielbaren Genauigkeiten der hier präsentierten Fusionsansätze, ohne künstliche GPS-Ausfälle. Aus dem Vergleich wird deutlich, dass bei stets verfügbaren GPS-Daten die Wahl des Fusionsansatzes keinen wesentlichen Einfluss auf die Ortungsgenauigkeit hat. Hingegen wird bei dem nicht unwahrscheinlichen Ausfall des GPS-Sensors das Systemmodell, welches das kinetische Verhalten des Fahrzeuges besser abbildet, verlässlichere Ergebnisse liefern.

Tabelle 1: Vergleich der Fusionsansätze 1 und 2 (mit und ohne GPS-Ausfall)

	Lateraler Positions- fehler	Positionsfehler σ_{u1}	Positionsfehler σ_{u2}
Fusionsansatz 1 (mit GPS-Ausfall)	1,62 m	2,00 m	3,05 m
Fusionsansatz 2 (mit GPS-Ausfall)	3,11 m	12,48 m	4,43 m
Fusionsansatz 1 (ohne GPS-Ausfall)	1,47 m	0,94 m	2,92 m
Fusionsansatz 2 (ohne GPS-Ausfall)	1,52 m	1,04 m	2,76 m

6 Zusammenfassung

In diesem Beitrag wurden zwei Fusionsansätze zur Ortung mit unterschiedlichen Systemmodellen vorgestellt. Fusionsansatz 1 verwendet ein polares Systemmodell und Fusionsansatz 2 zwei kartesische Systemmodelle. Das Umschalten zwischen den Modellen wird durch das IMM-Filter verwirklicht.

Fusionsansatz 1 kann aufgrund des polaren Systemmodells die Position während des GPS-Ausfalls, d.h. ohne aktuelle Messung von Gierrate oder Gierwinkel, sehr gut prädizieren. Der Fusionsansatz 2 hat durch das kartesische Systemmodell nur die Möglichkeit, die konstante Geschwindigkeit oder Beschleu-

nigung in u_1 - bzw. u_2 -Richtung zu prädizieren und weicht deshalb bei gekrümmtem Gleisverlauf sehr stark von der wahren Position ab.

Um den großen Positionsfehler während GPS-Abschattungen entgegen zu wirken, ist als Erweiterung die Integration eines Drehratensensors in das Ortungssystem vorgesehen, um ausfallsicher die Richtung des Zuges bestimmen zu können.

Literatur

- [1] Geistler, A.: Train location with eddy current sensors, Computers in Railways VIII, S. 1053–1062, Southampton: WIT Press, 2002
- [2] Engelberg T., Mesch F.: Eddy current sensor system for non-contact speed and distance measurement of rail vehicles, Computers in Railways VII, S. 1261–1270, Southampton: WIT Press, 2000
- [3] Plan, O.: Gis-gestützte Verfolgung von Lokomotiven im Werkbahnverkehr, Dissertation an der Fakultät für Bauingenieur- und Vermessungswesen, Universität der Bundeswehr München, 2003
- [4] Bar-Shalom, Y., Fortmann, T.: Tracking and Data Association, New York: Academic Press, 1988
- [5] Bar-Shalom, Y., Blair, W. D.: Multitarget/Multisensor Tracking: Applications and Advances, Norwood MA: Artech House, 2000, vol. 3
- [6] Böhringer, F., Geistler, A.: Location in railway traffic: Generation of a digital map for secure applications, Computers in Railways X, Southampton: WIT Press, 2006
- [7] Greenfeld, J.: Matching GPS observations to locations on a digital map, Proc. 81th Annual Meeting of the Transportation Research Board, Washington DC, 2002

Signalverarbeitungsalgorithmen für ein Rasterkraftmikroskop im TREC Modus

Stefan Adamsmair^{1,2}, Andreas Ebner¹, Peter Hinterdorfer¹, Bernhard Zagar²

¹Institut für Biophysik, Prof. Hinterdorfer, A-4040 Linz Tel.: +43 732 2468-9265, e-mail: <u>peter.hinterdorfer@jku.at</u> ²Institut für Elektrische Messtechnik, Prof. Zagar, A-4040 Linz Tel.: +43 732 2468-9209, e-mail: bernhard.zagar@jku.at

Kurzfassung

Die Aktorik und Sensorik von RKMs (Rasterkraftmikroskopen) werden heute noch vielfach rein analog ausgeführt, obwohl eine digitale Realisation enorme Vorteile wie hohe Flexibilität, Adaptionsfähigkeit usw. brächte. Für eine spezielle Betriebsart des RKMs, dem so genannten TREC- (Topografie und Recognition-) Modus, werden digitale Signalverarbeitungsalgorithmen, basierend auf einer DSP-Realisation, entwickelt. Die Anwendung dieser hier vorgestellten Algorithmen wird anhand von den Proteinen Biotin und Avidin unter physiologischen Bedingungen demonstriert.

1 Einleitung

Die Funktionsweise des RKMs wurde 1986 von Binning, Quate und Gerber erstmals in deren Artikel "Atomic force microscope" [1] beschrieben. Das RKM gehört neben dem Rastertunnelmikroskop, dem optischen Rasternahfeldmikroskop usw. zur Klasse der Rastersondenmikroskope (s. Bild 1). Für verschiedene Anwendungen wurden und werden unterschiedliche Betriebsarten für das RKM entwickelt. Für die Materialwissenschaft [2] z. B. wird ein RKM vorwiegend im so genannten Kontakt–Modus [3] betrieben. Dieser Modus ist jedoch für weichere Proben, wie sie in der Molekularbiologie [4] verwendet werden, ungeeignet, da die kontinuierliche Kraft auf die Probe sie deformieren oder sogar zerstören kann. Um dies zu vermeiden wird in der Molekularbiologie hauptsächlich

der intermittierende Modus [5], bei dem die Sonde oszillierend die Oberfläche abtastet, angewendet. In diesem Modus sind Messungen unter physiologischen Bedingungen möglich, die einen Einblick in strukturelle Details im nm-Bereich an lebenden Proben, wie Proteinen, Membranen, Zellen usw., in ihrer natürlichen Umgebung bei Raumtemperatur erlauben.

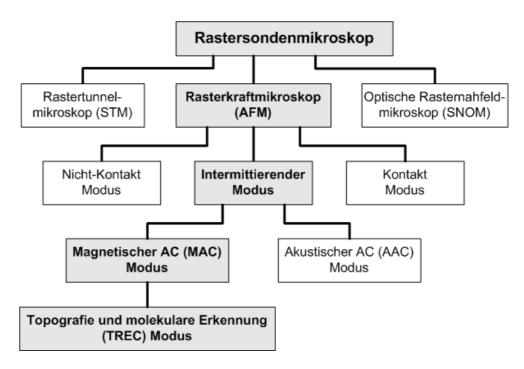


Bild 1: Nicht vollständige Aufzählung der unterschiedlichen Klassen der Rastersondenmikroskope und des Weiteren für das Rasterkraftmikroskop unterschiedliche Betriebsarten

Im konkreten Fall beschäftigen wir uns mit der spezifischen chemischen Wechselwirkung und der simultanen Bestimmung der Topografie der Probe. Für die dafür entwickelten Algorithmen wurde eine gut dokumentierte biologische Bindung mit hoher Affinität, die Avidin–Biotin Bindung, als Testsystem gewählt. Dies hat mehrere Gründe, unter anderem ist diese Bindung robust, stabil und bewährt, die Bindungsparameter sind bekannt [6], sie ist mit kommerziell erhältlichen Komponenten leicht herstellbar, und Avidin kann einfach auf dem Trägermaterial Mica (Glimmer) adsorbiert werden.

Die biologische und technische Aufgabenstellungen verlangen, dass das Reaktionssignal des RKMs in Echtzeit auf einer DSP-Plattform verarbeitet werden

muss und dass die Adaption der Signalverarbeitung optimiert ist, um Instationaritäten der Oberflächenstruktur rasch folgen zu können.

2 Grundlagen

2.1 Theoretische Erläuterungen zu dem verwendeten RKM

Bei Messungen mit dem RKM tastet eine sehr kleine Spitze, die so genannte Sonde, die einen Radius im nm-Bereich aufweist, die Oberfläche mäanderförmig ab. Diese Spitze befindet sich am Ende eines Balkens, genannt Cantilever, der gleichzeitig magnetisch angeregter Aktor und optisch ausgewerteter Sensor für Biegemomente und Kräfte ist. Die typischen Abmessungen eines solchen Balkens betragen für die Länge $L = 100 - 500 \,\mu\text{m}$, für die Breite $b = 10 - 50 \,\mu\text{m}$ und für die Höhe $h = 1 - 5 \,\mu\text{m}$ (s. Bild 2b). Das Flächenträgheitsmoment I eines Balkens mit rechteckigem Querschnitt beträgt $bh^3/12$, was mit den oben angeführten Zahlen zu Werten zwischen 0,8 und 520,8 μm^4 führt. Daraus lässt sich die Federkonstante $k_{Cant} = 3EIIL^3$ des Cantilevers berechnen. Bei einem Elastizitätsmodul E von 300 GPa für üblicherweise verwendetes Siliziumnitrid (Si₃N₄) erhält man für die in diesen Versuchen verwendeten Cantilevern Federkonstanten $k_{Cant} \approx 0,1 \,\text{N/m}$. Daraus ergibt sich die theoretische Kraftempfindlichkeit zu

$$\frac{\Delta z}{\Delta F} = \frac{1}{k_{Cant}} = 10 \frac{\mathrm{m}}{\mathrm{N}}.\tag{1}$$

Die Bestimmung der Kraft auf den Cantilever und damit auf die Spitze ist hauptsächlich durch das thermische Rauschen des Cantilevers beschränkt, das sich mit Hilfe des Äquipartitionstheorems berechnet [3]. Der Cantilever hat folgende mittlere thermische Energie

$$E_{therm} = \frac{k_B T}{2} \tag{2}$$

mit der Boltzmannkonstante k_B und der absoluten Temperatur T. Setzt man diese mit der potenziellen Energie einer Feder gleich, erhält man die thermisch bedingte Auslenkung Δz am freien Ende des Cantilevers

$$\frac{k_B T}{2} = \frac{k_{Cant} \Delta z^2}{2} \implies \Delta z = \sqrt{\frac{k_B T}{k_{Cant}}}, \ \Delta F = \sqrt{k_B T k_{Cant}}. \tag{3}$$

Daraus ergibt sich ein Δz aufgrund des thermischen Rauschens von ca. 0,2 nm. Die sich daraus ergebende minimal messbare Kraft beträgt F = 0,02 nN.

Es gibt unterschiedlich Methoden, um das Maß der Auslenkung zu bestimmen. Die gebräuchlichste und hier verwendete Methode ist die optische Erfassung des Winkels α (s. Bild 2b) [7]. Hierbei wird ein Laserstrahl am Cantilever gebeugt und das Beugungsmuster von einer Zwei- oder Viersegment-Fotodiode aufgenommen. Wenn sich die Verbiegung des Balkens ändert, ändert sich der Auftreffpunkt des Laserstrahls auf der Fotodiode proportional zur Krümmung des Balkens. Zur Messung dieser Bewegung wird das Differenzsignal der Ströme der Segmente des Fotodiodenarrays ausgewertet. Zusätzlich zur Verbiegung kann bei einer Viersegment-Fotodiode die Reibung zwischen Spitze und Oberfläche orthogonal zur Scan-Richtung durch die Torsion des Cantilevers gemessen werden.

2.2 TREC Modus

Mit einem RKM ist es möglich Topografie, lokale Magnetfeldstärke, Reibung, Stärke einer chemischen Wechselwirkung bzw. weitere chemische und physikalische Eigenschaften einer Probe zu messen. Das besondere am TREC (Topography and RECognition) Modus [8] ist nun, dass man unter physiologischen Bedingungen¹ simultan ein hochauflösendes Topografiebild und ein Abbild der spezifischen chemischen Wechselwirkung mit einer Messung erhält. Man erreicht dies durch eine chemische Präparation der Spitze mit einer Molekülkette, an deren freiem Ende ein sogenannter Ligand befestigt ist [9], der während des Abtastens kurzzeitig eine chemische Bindung mit einem zu analysierenden Rezeptor an der Probenoberfläche eingeht.

Um im TREC Modus zu messen, wird das RKM im MAC (magnetic AC) Modus [10, 11] betrieben, d. h. ein magnetisch beschichteter Cantilever wird durch

¹ Physiologisch heißt in Flüssigkeiten betrieben, was lebende Proben zu untersuchen zulässt.

ein oszillierendes Magnetfeld in der Nähe seiner Resonanzfrequenz mit einer in einem Regelkreis stabilisierten Amplitude in Schwingung gehalten (s. Bild 2a). Diese Art der Anregung bietet gegenüber anderen [3] den Vorteil der mechanischen Entkopplung des Cantilevers von der Halterung, wodurch sich eine sehr stabile Amplitude der Oszillation einstellt.

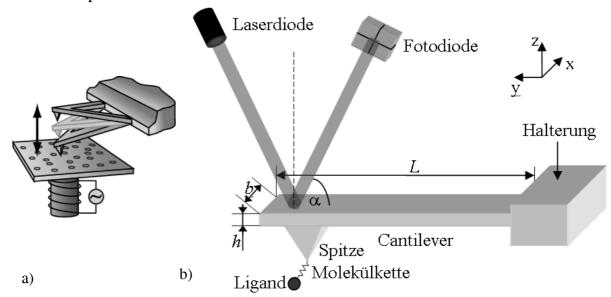


Bild 2: a) Schematische Darstellung der Funktionsweise eins RKMs im MAC Modus. b) Schematische Darstellung eines Cantilevers mit optischer Erfassung

Gleichung (3) gilt für den frei schwingenden Cantilever. Sie geht über in eine Formulierung mit der effektiven Federkonstante k_{eff} (Gleichung (4)), wenn zusätzliche atomare und chemische Wechselwirkungen bei Annäherung und Zurückweichung der Spitze und des Liganden von der Oberfläche auftreten. Es berechnet sich die effektive Federkonstante k_{eff} aus der Federkonstante des Cantilevers k_{Cant} , der Änderung der Kraft F_{SP} zwischen Spitze und Probe in Abhängigkeit des Abstandes in z-Richtung und der Federkonstante der Molekülkette $k_{Molekülkette}$ (ca. 0.002 N/m) bzw. des auf der Oberfläche haftenden Moleküls $k_{Molekül}$, falls Kontakt besteht. Dies ist in folgender Gleichung (4) mit der Auslenkung a aus der Ruhelage bei Oberflächenberührung zusammengefasst

$$k_{eff} = \begin{cases} k_{Cant} + \frac{\partial F_{SP}}{\partial z} \Big|_{zur \ddot{u} c k w e i c h e n} + k_{Molek \ddot{u} l k e t t e} & \text{für } a > 0 \\ k_{Cant} + \frac{\partial F_{SP}}{\partial z} \Big|_{ann \ddot{u} h e r n} + k_{Molek \ddot{u} l} & \text{für } a < 0 \end{cases}$$

$$(4)$$

Daraus ist ersichtlich, dass man, um ein Topografiebild bzw. ein Abbild der spezifischen chemischen Wechselwirkung zu erhalten, das Auslenkungssignal a(t) bzw. das daraus abgeleitet Fotodiodensignal s(t) in zwei Komponenten — die Periodenminima bzw. –maxima — trennen muss, wie es in den Ergebnissen in den Bildern 6 und 7 dargestellt ist.

3 Digitale Signalverarbeitung

Der zur Verarbeitung von s(t) = f(a(t)) entwickelte Algorithmus für den TREC Modus, der aus Rechenzeitgründen in einem DSP-Assembler implementiert wurde, ist ein leistungsfähigerer Ersatz für eine schon vorhandene analoge Signalverarbeitungseinheit. Wie bei der analogen Schaltung wird im Digitalen das oszillierende, sinusförmige Fotodiodensignal $s[n] = s(nT+T_0)$ mit der Abtastperiode T vorab in zwei um den Dezimationsfaktor M dezimierte Treppenfunktionen gespalten: den Minima $s_t[m]$ und den Maxima $s_w[m]$, jeweils pro Periode (s. Bilder 3 und 4).

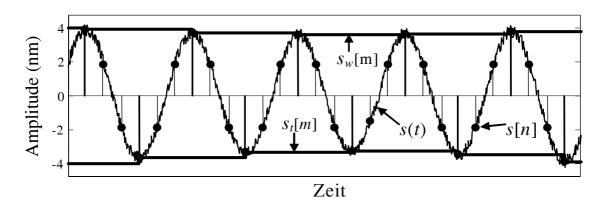


Bild 3: Aufspaltung des Fotodiodensignals s(t) in zwei Treppenfunktionen, den Minima $s_t[m]$ und den Maxima $s_w[m]$ für jede Periode

Um $s_t[m]$ und $s_w[m]$ schnell und mit geringer Fehlerrate zu erhalten, wird s[n] mit einem FIR (finite impulse response) Filter differenziert und mit Hilfe der Nullstellen werden die Positionen der Extrema in s[n] geschätzt.

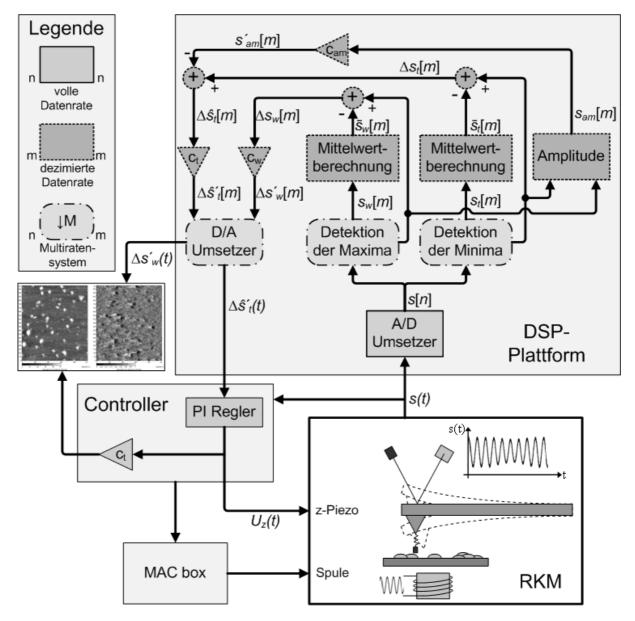


Bild 4: Blockschaltbild der Signalverarbeitung für den TREC Modus (\psi Multiratensystem mit Eingangsindex n und Ausgangsindex m)

Zur Vermeidung der Detektion von lokalen Extrema innerhalb einer Periode aufgrund von Rauschen wird ein modifizierter Differenzierer mit dem in Bild 5 dargestellten Frequenzgang, der ab der Cantileverresonanzfrequenz ω_c flach verläuft, verwendet.

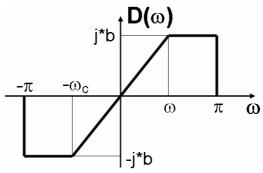


Bild 5: Idealer Frequenzgang $D(\omega)$ des modifizierten Differenzierers

Aus der geschätzten Extremumposition wird in einer lokalen Umgebung die Position des tatsächlichen Extremums in s[n] ermittelt, woraus sich $s_t[m]$ und $s_w[m]$ ergeben.

Da aufgrund der örtlich schwankenden Federwirkung (s. Gleichung (4)) die Messinformation in den Abweichungen $\Delta s_t[m]$ und $\Delta s_w[m]$ der Auslenkung s[n] der Minima $s_t[m]$ bzw. Maxima $s_w[m]$ liegt, zielt die weitere Signalverarbeitung auf die zuverlässige Schätzung der mittleren Maxima— bzw. Minimaauslenkungen und deren mittleren Abweichungen ab. Zwei unterabgetastet betriebene IIR (infinite impulse response) Systeme erster Ordnung, deren Impulsantworten h[m] auf die mittlere laterale Größe der zu detektierenden Strukturen abgestimmt sind, schätzen die ortsvariablen Mittelwerte und erlauben so die gemessenen lokalen Abweichungen $\Delta s_t[m]$ und $\Delta s_w[m]$ zu ermitteln, wie dies im Strukturdiagramm Bild 4 dargestellt ist.

$$h[m] = (1-d)d^m \text{ für } m \ge 0 \text{ und } 0 < d \le 1$$
 (5)

Der Parameter *d* in Gleichung (5) wird so eingestellt, dass einzelne Moleküle die Mittelwerte nicht beeinflussen, diese Mittelwerte jedoch einer instrumentarischen Drift folgen können.

Die grafische Darstellung der spezifischen chemischen Wechselwirkung erfolgt direkt über das skalierte Signal $\Delta s_w[m]$, und das Topografiebild erhält man indirekt aus dem z-Piezoansteuersignal $U_z(t)$, wobei der PI Regler dafür Sorge trägt, dass eine konstante Cantileverauslenkung der Minima erfolgt.

4 Ergebnisse

Die im vorigen Abschnitt beschriebenen Algorithmen wurden aus den in Abschnitt 1 genannten Gründen an der Avidin-Biotin Wechselwirkung in einer Puffer-Lösung getestet. Die Amplitude des oszillierenden Cantilevers (8 nm) wird so gewählt, dass sie etwas kleiner als die gestreckte, zum Binden des Liganden verwendete Molekülkette (14 nm) ist, damit die Biotin-Avidin-Bindung aufrechterhalten bleibt, während sich die Spitze über dem Avidin befindet. Rauschgefilterte Bilder der Topografie und der spezifischen chemischen Wechselwirkung sind in den Bildern 6 und 7 dargestellt. Auf der linken Seite ist jeweils das Topografiebild und auf der rechten Seite das Bild für die spezifische chemische Wechselwirkung dargestellt. Sie stellen die Änderungen der effektiven Federkonstante k_{eff} , wie sie in Gleichung (4) jeweils für a<0 und a>0 zu sehen ist, dar. Im Bild 6 ist die Stärke der spezifischen chemischen Wechselwirkung zwischen Biotin und einzelnen Avidinmolekülen (in Form stärkerer Schwärzung) erkennbar, die mit den hellen Flecken im Topografiebild übereinstimmen. Um die Spezifität der Wechselwirkung zu beweisen, wird das Biotin chemisch inaktiviert. Danach sind so gut wie keine spezifischen Bindungen mehr zu sehen, wie in Bild 7 rechts abgebildet.

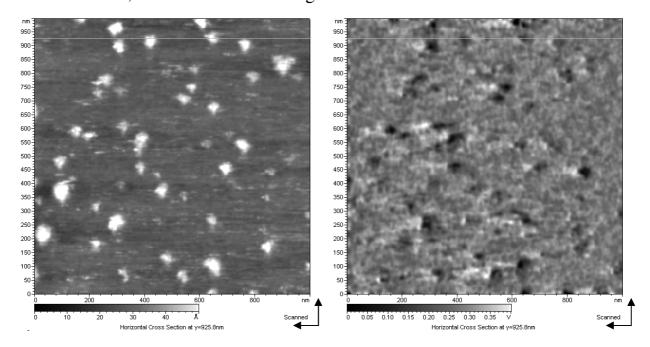


Bild 6: Rauschgefiltertes Topografiebild (links) und Abbild der spezifischen chemischen Wechselwirkung (rechts) für 1×1 μm²

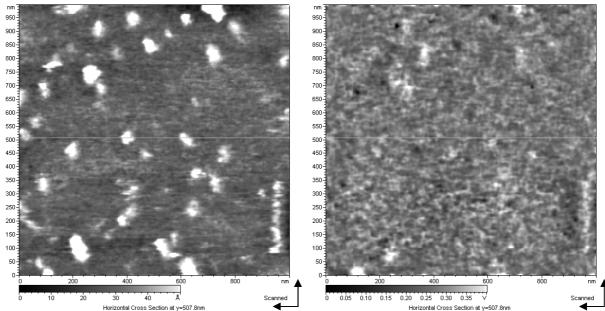


Bild 7: Rauschgefiltertes Topografiebild (links) und Abbild der spezifischen chemischen Wechselwirkung (rechts) nach dem Biotin chemisch inaktiviert wurde für $1\times1~\mu\text{m}^2$

5 Zusammenfassung

Wie in den Bildern 6 und 7 zu erkennen ist, sind die Ergebnisse viel versprechend und ohne weiteres mit den Ergebnissen, die unter Verwendung analoger Signalverarbeitung gemessen wurden, vergleichbar. Der Vorteil der digitalen Signalverarbeitung gegenüber der analogen ist vor allem die hohe Flexibilität. Es bedarf nur wenige Änderungen in der Software um bestimmte Parameter zu adaptieren, Filterkoeffizienten auszutauschen oder eine andere Filterordnung zu wählen, was bei analogen Schaltungen nur mit hohem Aufwand und steigender Komplexität machbar ist. Folglich ist das digitale System optimal zum Experimentieren geeignet und jederzeit erweiterbar. Ein weiterer Vorteil der digitalen Signalverarbeitung ist die einfache Einbindung nichtlinearer Systemelemente, die aufgrund der nichtlinearen Charakteristik der Feder zu erwarten sind.

Danksagung

Diese Arbeit wurde unterstützt von dem EU FP6 STREP Projekt FORCE-TOOL und der Firma Molecular Imaging-Agilent.

Literatur

- [1] G. Binning, C. F. Quate und Ch. Gerber: "Atomic force microscope", Physical Review Letters **56(9)**, 930–933, 1986
- [2] N. A. Burnham und R. J. Colton: "Measuring the nanomechanical properties and surface forces of materials using an atomic force microscope", J. Vac. Sci. Technol. A 7, 2906–2913, 1989
- [3] B. Bushan: "Springer Handbook of Nanotechnology", Berlin: Springer, 2004
- [4] S. M. Lindsay: "Biological scanning probe microscopy comes of age", Biophys. J. 67, 2134–2135, 1994
- [5] C. A. J. Putman, K. O. Van der Werf, B. G. De Grooth, N. F. Van Hulst und J. Greve: "Tapping mode atomic force microscopy in liquid", Appl. Phys. Lett. **69**, 2454–2456, 1994
- [6] C. K. Riener, C. M. Stroh, A. Ebner, C. Klampfl, A. A. Gall, C. Romanin, Y. L. Lyubchenko, P. Hinterdorfer und H. J. Gruber: "Simple test system for single molecule recognition force microscopy", Anal. Chim. Acta 479, 59–75, 2003
- [7] G. Meyer und N. M. Amer: "Novel optical approach to atomic force microscopy", Appl. Phys. Lett. **53**, 1045–1047, 1988
- [8] C. M. Stroh, A. Ebner, M. Geretschlager, G. Freudenthaler, F. Kienberger, A. S. M. Kamruzzahan, S. J.Smith-Gill, H. J. Gruber und P. Hinterdorfer: "Simultaneous topography and recognition imaging using force microscopy", Biophys. J. 87, 1981–1990, 2004
- [9] T. Haselgrübler, A. Amerstorfer, H. Schindler und H. J. Gruber: "Synthesis and applications of a new poly(ethylene glycol) derivative for the crosslinking of amines with thiols", Bioconjug. Chem. 6, 242–248, 1995
- [10] W. Han, S. M. Lindsay und T. Jing: "A magnetically driven oscillating probe microscope for operation in liquids", Appl. Phys. Lett. 69, 4111–4113, 1996
- [11] W. Han, S. M. Lindsay, M. Dlakic, R. E. Harrington: "Kinked DNA", Nature 386, 563, 1997

Ein Ultraschall-Messprinzip zur Verzugsmessung an Scheiben während des Härtens in Öl

D. Stöbener¹, C. Acht², H.-W. Zoch², G. Goch¹

Universität Bremen, Fachbereich Produktionstechnik, Fachgebiet Mess-, Steuerungs- und Regelungstechnik, Prof. Goch, Bremen Tel.: 0421-218-5483, e-mail: d.stoebener@msr.uni-bremen.de

Kurzfassung

Der beim Härten in Ölbädern ausgelöste Verzug von einsatzgehärteten Stahlbauteilen ist abhängig von bauteil-, werkstoff- und verfahrensspezifischen Faktoren wie z.B. dem Kohlenstoffgradienten in der Randschicht. Außerdem beeinflusst auch der zeitliche Verlauf der Benetzung der Bauteiloberfläche mit dem Abschreckfluid die Form und den Grad des Verzuges.

Bei der Simulation der unterschiedlichen Einflüsse stellt sich das Problem, dass zwar die Endzustände bei Raumtemperatur mit experimentellen Daten verglichen werden können, der Rechenweg aber nicht überprüfbar ist. Daher besteht großes Interesse daran, neben den Benetzungsverläufen zeitlich aufgelöste Maß- und Formänderungsdaten aus dem Abschreckprozess zu erfassen. Um diese Daten ermitteln zu können, wurde ein bereits entwickeltes Ultraschall-Messsystem zur Benetzungsmessung modifiziert. Mit ihm lassen sich die Abstände zwischen den eingesetzten Ultraschall-Transducern und der Bauteiloberfläche durch Laufzeitmessungen nach dem Impuls-Echo-Prinzip bestimmen, so dass auf die Verformung der Oberfläche zurück geschlossen werden kann.

Neben dem qualitativen Vergleich der Simulationsdaten mit den ersten experimentellen Ergebnissen werden auch die erforderlichen und tatsächlich erreichten Unsicherheiten der Verzugsdaten aus der Laufzeitmessung diskutiert.

¹ Universität Bremen, Fachgebiet Mess-, Steuerungs- und Regelungstechnik (MSR)

² Institut für Werkstofftechnik (IWT), Bremen

1 Einleitung

Im Sonderforschungsbereich (SFB) 570 "Distortion Engineering" kooperieren verschiedene Fachgebiete sowohl bei experimentellen Untersuchungen als auch bei Modellsimulationen zum Verzugsverhalten von Stahlbauteilen. Hierbei werden insbesondere die Bereiche der Zerspanung und der Wärmebehandlung (Erwärmen und Abschrecken) behandelt. Das Ziel liegt im besseren Verständnis des Verzugsverhaltens und der Entwicklung von geregelten Kompensationsmechanismen, um dem Bauteilverzug entgegen zu wirken [1, 2].

Im Rahmen der experimentellen Arbeiten wurde ein Verfahren zur Messung des zeitlichen Verlaufs der Benetzung von Werkstücken entwickelt [3, 4], um darauf aufbauend den benetzungsbedingten Verzugsanteil charakterisieren zu können.

Eine ebenfalls entwickelte modellbasierte Simulation dient unter anderem zur Untersuchung des Verzugs von 15 mm dicken, asymmetrisch aufgekohlten Scheiben während des Abschreckprozesses [5, 6]. Die simulierten Ergebnisse am Ende des Abschreckprozesses stimmen für diese Scheiben gut mit der experimentell ermittelten Geometrie (z.B. aus Koordinatenmessungen) überein. Um die Modelle für die Simulation noch verbessern zu können, ist die Messung des zeitlich aufgelösten Verzugsverhaltens der Bauteile während des Abschreckprozesses erforderlich, da die dabei auftretenden Geometrieänderungen sich von denen, die am Prozessende messbar sind, deutlich unterscheiden.

Für die Geometriemessung während des Abschreckprozesses in Öl sind optische Verfahren wie z. B. Kameraaufnahmen nur sehr begrenzt einsetzbar, da die optischen Eigenschaften der meisten Abschrecköle nur sehr kurze Lichtwege zulassen. Daher sollte mit einer einfachen Testreihe geprüft werden, ob das für die Messung der Benetzungskinematik eingesetzte Ultraschall-Verfahren prinzipiell so modifizierbar ist, dass sich auch die Laufzeiten der Schallpulse messen lassen (Impuls-Echo-Methode). Aus den gemessenen Laufzeiten kann bei bekannter Schallgeschwindigkeit im Abschreckmedium der Abstand zwischen Sensor und Bauteil errechnet und damit auf die Verformung des Bauteils geschlossen werden.

2 Versuchsbedingungen

2.1 Bauteile und Wärmebehandlungsparameter

Für die ersten Tests des Ultraschall-Messprinzips wählten die Projektpartner im SFB 570 Bauteile mit einem möglichst großen Verzug und möglichst kurzen Benetzungszeiten aus, um die Schwierigkeiten bei der Signalverarbeitung durch Blasenbildung während des Film- und Blasensiedens zu minimieren [3, 4]. Außerdem sollten ausgeprägte Verzüge zu deutlichen Laufzeitänderungen bei der Ultraschallmessung führen, um die relative Unsicherheit bei der Laufzeitbestimmung zu reduzieren. So ließ sich sicherstellen, dass das erwartete Messsignal in den überlagerten Unsicherheiten identifizierbar ist. Die Unsicherheiten entstanden hauptsächlich durch die variierende Dicke des Siedefilms und durch mögliche Temperatur- und somit Schallgeschwindigkeitsgradienten im Abschrecköl.

Um die Simulation möglichst einfach zu gestalten und auf Vorarbeiten aus dem SFB 570 zurückgreifen zu können, wurde als Bauteilform eine zylindrische Scheibe aus dem Werkstoff 20MnCr5 gewählt. Aufgrund des Durchmessers von 120 mm bei einer Dicke von 5 mm wurde ein relativ geringer Einfluss der Benetzungskinematik auf die Messungen erwartet, und der für eine solche Scheibe simulierte Verzug entsprach den obigen Anforderungen.

Die Wärmebehandlung der Scheiben in Simulation und Experiment bestand aus zwei Schritten. Zunächst wurden die Scheiben einseitig aufgekohlt (1,2 mm Aufkohltiefe, 0,8 % Randkohlenstoffgehalt) und danach im Ofen langsam abgekühlt. Anschließend wurden sie im Ofen erneut auf 880 °C aufgeheizt und im Ölbad abgeschreckt.

2.2 Simulationsbedingungen

Das Verhalten der Scheiben wurde mit dem Simulationsprogramm SYSWELD® (Version 2005, 7.00) modelliert. Informationen zu den Stoffwerten des Eingabedatensatzes sind in [7] zu finden. Die Scheibe wurde zweidi-

mensional und axialsymmetrisch unter Verwendung linearer Vierknoten-Elemente berechnet (siehe Bild 1).

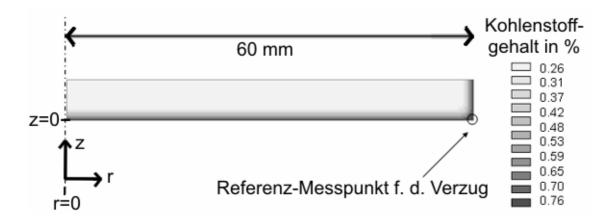
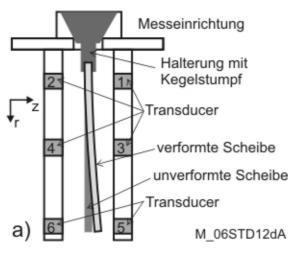


Bild 1: Axialsymmetrische Modellgeometrie mit simuliertem Randkohlenstoffgehalt der Scheibe zu Beginn des Härteprozesses.

2.3 Experimenteller Aufbau

Der Messaufbau besteht aus einem Stahlbecken mit dem Abschrecköl und einer darin befestigten Messeinrichtung, die 6 Ultraschall-Transducer enthält und vollständig unterhalb des Ölspiegels liegt. Die Transducer sind in drei Paaren angeordnet, so dass jeweils ein Paar die obere, mittlere und untere Position der zylindrischen Scheibe von beiden Seiten in Axialrichtung erfassen kann (siehe Bild 2a). Der Abstand der Transducer zur Probenoberfläche beträgt ca. 25 mm (für die unverformte Scheibe). Zum Aufbau gehören außerdem ein Signalgenerator (5 MHz), eine Umschaltelektronik, welche die Signale auf die einzelnen Transducer verteilt, ein Verstärker und ein Computer mit Transientenrecorder-Karte zur Aufnahme der Echosignale.

Für die experimentellen Untersuchungen wurden die Scheiben am Rand 5 mm tief in eine Halterung eingespannt und mit zwei Schrauben gesichert (siehe Bild 2b). Diese Halterung mit einem Kegelstumpf am oberen Ende soll es ermöglichen, die Scheiben mit einer Unsicherheit von unter 1 mm reproduzierbar zwischen den 6 Transducern zu positionieren und sie in ein Chargiergestell im Ofen einzuhängen. Die beiden oberen Transducer sind so angeordnet, dass sie den Abstand zur Scheibe direkt unter dem Ende der Halterung messen können.



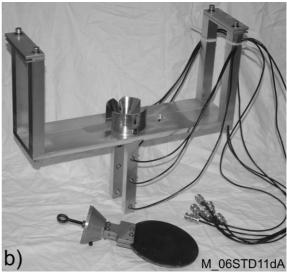


Bild 2: a) Schematische Darstellung (seitliche Schnittansicht) der UltraschallMesseinrichtung zur Verzugsmessung beim Abschrecken in Öl
b) Foto der Messeinrichtung mit Transducern und der Halterung mit Kegelstumpf mit eingespannter Scheibe (liegend vor der Messeinrichtung)

3 Ergebnisse

3.1 Simulierte Verzugsdaten

Der zeitliche Verlauf des Verzugs während des Härteprozesses wird über die z-Verschiebung des in Bild 1 angegebenen Referenz-Messpunktes relativ zum Symmetriepunkt (r=0, z=0) beschrieben, da sich die Scheibendicke während der Härtung nicht nennenswert ändert und der Verzug der Scheibe einen parabolischen Verlauf entlang des Scheibenradius r aufweist. Die Simulation ergibt vor dem Härteprozess einen Verzug von ca. 0,5 mm in positive z-Richtung. Die Scheibe wölbt sich im Bild 1 am rechten Rand zu Beginn der Härtung bedingt durch die einseitige Aufkohlung demnach leicht nach oben.

Bild 3 beschreibt den simulierten zeitlichen Verzugsverlauf während des Abschreckens. Bis zur Sekunde 5 wölbt sich die Scheibe noch weiter nach oben, während die Krümmung danach wieder abnimmt. Die Scheibe durchläuft zwischen Sekunde 7 und 8 den ebenen Zustand und wölbt sich dann mehrere Sekunden lang nach unten, um sich abschließend langsam wieder nach oben zu

krümmen und eine endgültige Verschiebung des Referenz-Messpunkts von ca. 1,1 mm zu erreichen.

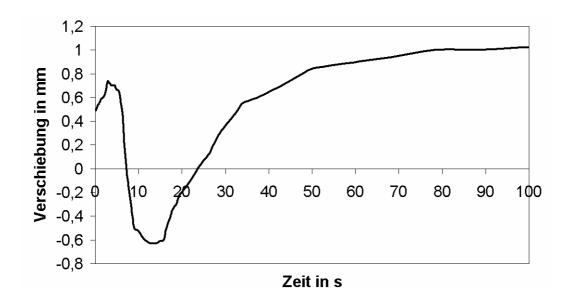


Bild 3: Simulierte z-Bewegung des Referenz-Messpunkts aus Bild 1 beim Abschrecken

Um diese erwarteten Verschiebungen in den experimentellen Untersuchungen von statistischen Schwankungen unterscheiden zu können (Signal-zu-Rausch-Verhältnis von mindestens 2:1), darf die empirische Standardabweichung der erfassten z-Messdaten die Grenze von 0,3 mm nicht übersteigen.

3.2 Experimentelle Verzugsdaten

Um die gemessenen Laufzeitsignale der 6 Transducer in Abstandswerte umrechnen zu können, ist die Kenntnis der Schallgeschwindigkeit im verwendeten Abschrecköl erforderlich. Hierzu wurden vorab Messungen mit dem System ohne Bauteil durchgeführt, wobei die Schallgeschwindigkeit in guter Übereinstimmung mit Literaturdaten [8] zu c = 1270 m/s mit einer erweiterten statistischen Unsicherheit (k = 3) von 22 m/s bestimmt werden konnte.

Die von den Transducern 1 und 2 aufgenommenen Signale weisen ab Sekunde 15 stabile Laufzeit- und damit Abstandswerte auf, da sie die Scheibenoberflächen direkt unterhalb der Einspannung erfassen. Die stabilen Messwerte zeigen, dass sich die Position der Halterung während des Abschreckprozesses

nicht geändert und somit keinen Einfluss auf die Abstandswerte der anderen Transducer hat. Aus den gemessenen Werten konnte eine empirische Standardabweichung von knapp 0,2 mm für die Abstandsbestimmung ermittelt werden.

Die von den Transducern 3 und 4 erfassten Abstandswerte sind direkt mit den Daten aus der Simulation vergleichbar, da sie die Verschiebung zwischen Scheibenrand und -mitte erfassen (siehe Bild 1 und 2). Bild 4 stellt sowohl die simulierten Abstandswerte (analog zu Bild 2) als auch die gemessenen Werte dar. Die Werte der beiden Transducer verhalten sich gegenläufig, da bei einem Verzug der Scheibe in Richtung von Transducer 3 der Abstand zu ihm sinkt, während der Abstand zu Transducer 4 in gleichem Maße ansteigt. In den Werten ist deutlich erkennbar, dass die Unsicherheit der Messungen signifikant unter den Bauteilbewegungen liegt und die Bewegungen somit eindeutig identifizierbar sind. Es liegen für beide Transducer erst ab Sekunde 10 auswertbare Signale vor. Transducer 4 liefert im Vergleich zu Transducer 3 deutlich weniger Signale mit ausreichend hoher Signalamplitude, wobei der Grund für diesen Effekt unbekannt ist und in weiteren Experimenten untersucht werden soll.

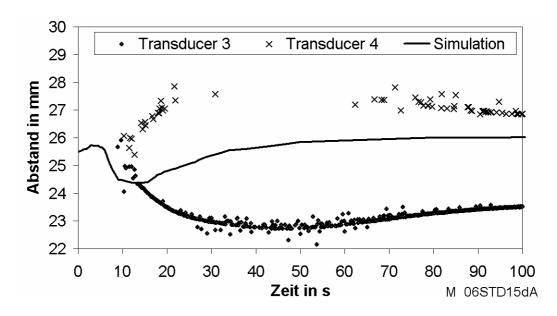


Bild 4: Abstandswerte aus Simulation und Experiment zwischen der Scheibe und den Transducern 3 und 4 beim Abschrecken

Die Messwerte der beiden Transducer 5 und 6 und die simulierten Abstandswerte sind im Bild 5 aufgetragen, wobei nur die ersten 50 Sekunden des Ab-

schreckprozesses dargestellt sind. Es liegen nur für einen kurzen Zeitraum (zwischen Sekunde 5 und 15) Messwerte vor, da die Signalamplituden nur für diesen Zeitraum groß genug für eine Laufzeitauswertung waren. Die Abstandsänderungen pro Zeiteinheit sind für diese beiden Transducer doppelt so groß, wie für die Transducer 3 und 4, da die Scheibe am oberen Rand eingespannt ist und die Transducer 5 und 6 am unteren Rand messen.

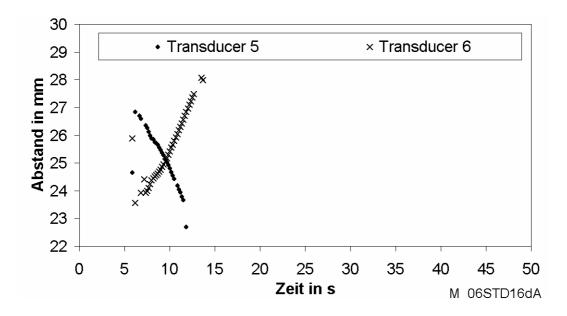


Bild 5: Abstandswerte zwischen der Scheibe und den Transducern 5 und 6

4 Diskussion

Alle Transducer liefern erst eine gewisse Zeit nach dem Eintauchen der erwärmten Scheibe in das Abschreckbad auswertbare Signalamplituden, da die Filmsiedephase auf der Scheibenoberfläche die Echos zunächst zu stark abschwächt. Mit steigender Abschreckdauer wandert die Grenze zwischen Film- und Blasensieden entlang der Scheibe immer weiter nach oben, so dass zuerst die unteren, dann die mittleren und zum Schluss die oben in der Halterung befindlichen Transducer ausreichend starke Echos aufnehmen können. Daher konnte der simulierte Verlauf der Scheibenbewegung zu Beginn der Abschreckung inklusive der maximalen Wölbung nach oben nicht detektiert werden. Bild 5 zeigt den ersten Durchgang durch den ebenen Zustand und in Bild 4 lässt sich die maximale Wölbung nach unten und die danach folgende, kontinuierliche Anglei-

chung der Abstände qualitativ nachweisen. Dabei fällt auf, dass der Zeitpunkt, an dem das Minimum in den gemessenen Abstandswerten des Transducers 3 auftritt, deutlich nach dem simulierten Zeitpunkt liegt (siehe Bild 4). Daher kann vermutet werden, dass die Simulation von einer zu großen Verformungsgeschwindigkeit während des Abschreckprozesses ausgeht. Laut Simulation müsste die Scheibe den ebenen Zustand (Abstand 25 mm) noch einmal durchlaufen und sich abschließend nach oben wölben. Die Messwerte zeigen zum Ende des Prozesses jedoch eine Wölbung nach unten, die langsam kleiner wird. Diese Wölbungsrichtung entspricht der nach dem Abschrecken mit einem externen Geometriemessverfahren ermittelten Richtung. Das Simulationsmodell ermittelt folglich nach dem Abstands-Minimum eine zu große Wölbungsänderung nach oben. Generell kann auch festgestellt werden, dass die experimentellen Daten nicht nur eine spätere Wölbung nach unten, sondern auch eine deutlich stärkere Wölbung aufzeigen, als von der Simulation errechnet wurde.

Die geringen Signalamplituden für den Großteil der Messungen mit den Transducern 5 und 6 (Bild 5 nach Sekunde 15) sind vermutlich mit der Verkippung der Scheibenoberfläche in Relation zur Wellenfront der Transducer erklärbar. Der Abstand von 25 mm zwischen Transducer und Bauteil führte dazu, dass schon bei kleinen Winkeln, die durch die Scheibenverformung entstehen, der Schallstrahl nicht auf den Transducer zurückreflektiert wurde, sondern oberhalb oder unterhalb des Transducers an diesem vorbei lief. Diese Vermutung muss noch durch weitere Messungen mit unterschiedlichen Abständen zwischen Transducer und Bauteil bestätigt werden. Bei geringeren Abständen sollten demnach mehr auswertbare Signale vorliegen, möglicherweise auch zu Beginn des Abschreckprozesses, so dass auch das Wölbungsmaximum nach oben detektierbar wird.

5 Zusammenfassung

Die Modifikation der Ultraschall-Benetzungsmessmethode zur Bestimmung von Bauteilverzügen ergibt im ersten Einsatz an dünnen Scheiben interpretierbare Signale, die jedoch noch zu untersuchende Unterschiede zu den bisher simulierten Verläufen aufweisen. Aufgrund dieser Resultate erscheint die Weiterentwicklung dieses Verfahrens für den Einsatz in der Wärmebehandlung als aussichtsreich und umsetzbar, wobei speziell die Erhöhung der geringen Signalamplituden zu Beginn der Messungen im Fokus der weiteren Untersuchungen stehen soll.

Die Autoren danken der Deutschen Forschungsgemeinschaft für die Förderung dieser Arbeiten im Rahmen des SFB 570 "Distortion Engineering".

Literatur

- [1] Dijkman, M.; Ament, A.; Goch, G.: Design and Application of Quality Control Strategies at the Operational Level of a Production Process Chain. Mat.-wiss. u. Werkstofftech. 37 (2006) 1, S. 81-84.
- [2] Hoffmann, F.; Kessler, O.; Lübben, Th.; Mayr, P.: "Distortion Engineering" Distortion Control during the Production Process. Proceedings of the Fourth International Conference on Quenching and the Control of Distortion, 22.-23. Nov., Beijing, China, 2003.
- [3] Stöbener, D.; Böge, M.; Dünzelmann, J.; Goch, G.; Frerichs, F.; Zoch, H.-W.: Ein Ultraschallsystem zur Erfassung des Benetzungszustands von zylindrischen Bauteilen. tm 72 (2005) S. 242 248.
- [4] Stöbener, D.; Goch. G.: Wet-state Ultrasonic Measurements of Cylindrical Workpieces during Immersion Cooling. Mat.-wiss. u. Werkstofftech. 37 (2006) 1, S. 69-75.
- [5] Acht, C.; Clausen, B.; Hoffmann, F.; Zoch, H.-W.: Simulation of the Distortion of 20MnCr5 Parts after Asymmetrical Carburization, Mat.-wiss. u. Werkstofftech. 37 (2006) 1, S. 152-156.
- [6] Acht, C.; Lübben, T.; Hoffmann, F.; Zoch, H.-W.: Einfluss von Prozessparametern und Abmessungsvarianten auf die Maß- und Formänderungen einsatzgehärteter Scheiben aus 20MnCr5. HTM 61 (2006) 1, S. 34-42.
- [7] Lütjens, J; Heuer, V.; König, F.; Lübben T.; Schulze V.; Trapp N.: Determination of Input Data for the Simulation of Case Hardening. In: Zoch, H.-W.; Lübben, Th. (Hrsg.): Proc. 1st Int. Conf. on Distortion Engineering, 14-16.09., Bremen, Germany, 2005, S. 269-279.
- [8] Matthies, K.: Dickenmessung mit Ultraschall, 2. Aufl., DVS-Verlag, Berlin, 1998.

Messung der akustischen Impedanz einer Flüssigkeit in einem akustischen Wellenleiter

Jens Rautenberg, Bernd Henning

Universität Paderborn, EIM-E, Elektrische Messtechnik, Prof. Henning Tel.: 05251-603022, E-Mail: Henning@emt.upb.de

Kurzfassung

Die kontinuierliche und zuverlässige Konzentrationsmessung in Flüssigkeiten ob zur Dosierung oder Prozessverfolgung stellt auch heute noch eine große messtechnische Herausforderung dar. Akustische Sensorsysteme sind für diese Messaufgabe insbesondere unter industriellen Einsatzbedingungen prädestiniert. Es gibt eine Vielzahl verschiedener sorgfältig entworfener Ultraschallsensoren, die diese Aufgabe durch Bestimmung der Schallgeschwindigkeit und der akustischen Impedanz lösen. Sie basieren meist auf senkrechten Durchgängen des Schalls durch Grenzschichten, was sie sehr empfindlich gegenüber Ablagerungen macht.

Dieser Beitrag liefert einen neuen Ansatz, indem die gesamte Oberfläche des Messraumes als akustischer Wellenleiter gestaltet und genutzt wird. Es hat sich gezeigt, dass sich durch Ausnutzen verschiedener Simulationswerkzeuge die Hauptkomponenten eines Empfangssignals berechnen lassen, die eindeutig den verschiedenen modalen Anteilen zugeordnet werden können. Damit ist es möglich, allein aus dem Empfangssignal eines herkömmlichen Ultraschallwandlers auf die modalen Anteilsfaktoren zu schließen. Mit Hilfe dieser Koeffizienten und eines Modells des akustischen Wellenleiters lässt sich ein Gleichungssystem aufstellen, das den Zusammenhang zwischen Dissipation in der Flüssigkeit sowie der durch Wellenleitergeometrie und Impedanzverhältnisse bedingten Signaldämpfung und den Amplituden der modalen Anteilsfaktoren beschreibt.

1 Einleitung

Eine große Herausforderung der Prozessmesstechnik besteht in der Prozess begleitenden Messung der stofflichen Zusammensetzung von Prozessmedien oder in der kontinuierlichen Beobachtung von Prozessverläufen. Neben der Möglichkeit zum Einsatz chemischer Sensoren kann die Bestimmung physikalischer Stoffkenngrößen in Verbindung mit einem prozesstypischen a priori Wissen zur Charakterisierung der Prozessmedien genutzt werden. In diesem Beitrag soll der Fokus auf den akustischen Messmethoden liegen. Es soll gezeigt werden, dass der Einsatz eines modifizierten Ultraschall-Durchflussmessers zur Messung der akustischen Kennimpedanz der strömenden Flüssigkeit nicht nur ökonomisch sinnvoll ist sondern auch zu einer neuen Qualität beider sonst getrennt vorliegenden Messeinrichtungen führt.

Nach einer kurzen Einführung in die bislang gebräuchlichen Verfahren zur akustischen Kennimpedanz- und Durchflussmessung wird der neue Ansatz erläutert. Die dazu notwendigen Schritte werden – zwecks besseren Verständnisses unterstützt durch Simulationsergebnisse – der Reihe nach vorgestellt. Dazu zählen die Analyse der Schallausbreitung in einem akustischen Wellenleiter, die modale Analyse sowie ihre Anwendung zur Bestimmung der Hauptkomponenten des elektrischen Empfangssignals.

2 Stand der Technik

Die Schallkennimpedanz Z ist neben der Schallgeschwindigkeit c_0 und der Absorption α eine der drei akustischen Kenngrößen einer Flüssigkeit. Sie ist über das Verhältnis von Schallwechseldruck p zur Schallschnelle ν definiert und ist über die Schallgeschwindigkeit direkt proportional zur Dichte ρ des Mediums.

$$Z = \frac{p}{v} = c_0 \cdot \rho \tag{1}$$

Diese Eigenschaft macht die Schallkennimpedanz aus technischer Sicht so interessant, da sich durch Messung von Impedanz und Schallgeschwindigkeit die Mediendichte bestimmen lässt.

Bei der Messung der Schallkennimpedanz wird ausgenutzt, dass sich die an einer Grenzschicht reflektierten und transmittierten Schallwechseldruckamplituden durch die Kennimpedanzen Z_1 und Z_2 der angrenzenden Medien beschreiben lassen.

$$R = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}, \quad T = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1}$$
 (2)

Wenn die Schallkennimpedanz Z_1 (beispielsweise des Ultraschallwandlers) bekannt ist, kann aus dem Reflexionsfaktor R oder Transmissionsfaktor T durch Umstellen der Gleichung 2 die Schallkennimpedanz der Flüssigkeit Z_2 berechnet werden.

Die meisten Impedanzmessverfahren bewerten dementsprechend die Verhältnisse aufeinander folgender Signal- oder Schallwechseldruckamplituden $(A_0...A_n)$, die durch Schalldurchgang oder -reflexion an Grenzschichten entstehen. Die Verfahren unterscheiden sich hauptsächlich in Form, Anzahl und Größe der Vorlaufkörper und weisen dementsprechend unterschiedliche Eigenschaften, insbesondere bezüglich der Robustheit (z.B. hinsichtlich temperaturbedingter Änderungen der Materialkenngrößen) auf. Ein umfassender Vergleich dieser Varianten findet sich in [1], beispielhaft soll hier der von Püttmer vorgeschlagene Aufbau gezeigt werden (Bild 1) [2].

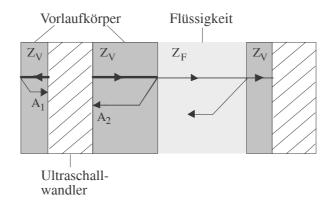


Bild 1: Verfahren zur Dichtemessung der Flüssigkeit nach Püttmer [2]

Die Piezokeramik wird beidseitig von akustischen Vorlaufkörpern identischen Materials umgeben. Die Längen und Durchmesser der Vorlaufkörper sind so beschaffen, dass möglichst wenig parasitäre Schallanteile innerhalb der Messzeit eintreffen, die Grenzschichtechos aber eindeutig separierbar sind. Dadurch wird der Aufbau relativ groß und auch träge gegenüber Temperaturschwankungen des Messmediums, allerdings lässt sich die Schallkennimpedanz $Z_{\rm F}$ der Flüssigkeit allein durch die bekannte Schallkennimpedanz $Z_{\rm V}$ sowie die Verluste k der Vorlaufkörper und die Amplituden $A_{\rm I}$ und $A_{\rm 2}$ berechnen:

$$Z_{\rm F} = Z_{\rm V} \cdot \frac{k - \frac{A_2}{A_1}}{k + \frac{A_2}{A_1}}$$
 (3)

Eine bislang noch nicht erwähnte Schwierigkeit ist die zusätzliche Schwächung der Amplituden aufgrund Absorption in den Medien. Die Schallabsorption α hängt aber im Vergleich zur Schallkennimpedanz Z_F der Flüssigkeit viel stärker von der Frequenz f ab $(\alpha \ f^2)$, so dass die Untersuchung in zwei Frequenzbereichen eine Unterscheidung beider Effekte möglich macht [3].

Allen Verfahren ist jedoch immer noch gemein, dass sie sehr empfindlich gegenüber Verunreinigungen der Grenzschichten sind und dass die Sensoren zwecks Unterdrückung parasitärer Schallanteile sehr groß werden.

Bei der statischen Durchflussmessung wird der so genannte Mitführeffekt ausgenutzt. Zwei Ultraschallwandler im Abstand L senden sich in und entgegen der Durchflussrichtung (mittlere Strömungsgeschwindigkeit \overline{v}) das gleiche Signal zu wobei es aufgrund der verschiedenen effektiven Schallgeschwindigkeiten $c_0 + \overline{v}$ und $c_0 - \overline{v}$ zu unterschiedlichen Laufzeiten t_2 und t_1 kommt (Bild 2).

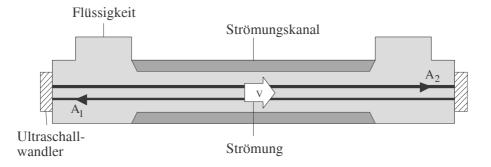


Bild 2: Modell eines statischen Durchflussmessers im Direktstrahlverfahren – die Ultraschallwandler stehen sich direkt gegenüber

Die Strömungsgeschwindigkeit lässt sich dann wie folgt berechnen [4]:

$$\overline{v} = \frac{L}{2} \cdot \frac{t_2 - t_1}{t_1 t_2} \approx \frac{L}{2} \cdot \frac{\Delta t}{\overline{t}^2} = \frac{c^2}{2L} \cdot \Delta t = K(\vartheta) \cdot \Delta t \tag{4}$$

Die Durchflussmessung erfolgt im Wesentlichen durch die sehr genaue Bestimmung der Laufzeitdifferenz $\Delta t = t_2 - t_1$. Zusätzlich ist es aber notwendig, entweder die absolute Laufzeit oder aber die Temperatur zwecks Korrektur der Schallgeschwindigkeit zu bestimmen. Bei der Kalibrierung eines Durchflussmessers ergeben sich somit recht umfangreiche Kennfelder, mit denen aber hohe Genauigkeiten über einen weiten Temperaturbereich sowie einen großen Bereich verschiedener Durchflussmengen (Messdynamik) erreicht werden.

Die am Markt etablierten Geräte lassen sich unter anderem anhand ihrer Wellenleitereigenschaften unterscheiden. Es lässt sich feststellen, dass beispielsweise hinsichtlich der Messdynamik klar Vorteile bei den Konstruktionen liegen, die eine Leitung akustischer Wellenmoden höherer Ordnung vermeiden. Die derzeit höchste zugelassene Messdynamik von 1:250 wird auf diese Weise erzielt. Der gezielte Einsatz von Kunststoffen reduziert dabei merklich die Wellenleitungsmechanismen. Konstruktionen, die viele Reflexionen (beispielsweise "W-Strahl") oder Wellenleitereigenschaften ("Ganzmetallzähler") ausnutzen, erfordern einen Mehraufwand bei der Elektronik und den Auswertealgorithmen, um vergleichbare Ergebnisse zu erzielen. Andererseits wird den "Ganzmetallausführungen" eine gewisse Robustheit zugesprochen, wobei alle Geräte, auch die mit Kunststoffteilen, mit Einsatzdauern von 10 Jahren und mehr beworben werden.

Im Vergleich zu den noch günstigeren mechanischen Durchflussmessern zeichnen sich statische Durchflussmesser nach dem Mitführeffekt von Ultraschallwellen durch ihre Langzeitstabilität, Robustheit und Messdynamik aus. Allerdings ist die Messung des Volumenstroms abhängig vom eingesetzten Medium. Eine neue Qualität bekämen diese Art Durchflussmesser, wenn gleichzeitig auch die Dichte des strömenden Mediums bestimmt werden kann und somit eine Massestrommessung möglich wird.

Da nun im Durchflussmesser schon Ultraschallwandler und auch verschiedene Materialien meist bekannter Schallkennimpedanz verbaut sind, liegt nicht nur aus ökonomischer Sicht die Überlegung nahe, ob sich zusätzlich auch die akustische Impedanz der Flüssigkeit und damit bei ebenso bekannter Schallgeschwindigkeit ihre Dichte messen lässt. Die Rolle des Vorlaufkörpers als Referenzmaterial könnte der Strömungskanal übernehmen, an dessen Grenzschicht zur Flüssigkeit Schallmoden höherer Ordnung mehrfach und modenspezifisch reflektiert werden. Diese Moden tragen somit redundante Informationen über das Impedanzverhältnis, was auch der oben erwähnten Schallkennimpedanzmessung eine neue Qualität geben kann.

3 Simultane Durchfluss- und Impedanzmessung

Der rasante Fortschritt in der Mikroelektronik mit der Möglichkeit einer preisgünstigen Analog-Digital-Umsetzung und sich anschließender Signalverarbeitung erschließt in vielen Bereichen einen deutlichen Funktionsgewinn. Bei der Durchflussmessung wird es beispielsweise möglich, neben Laufzeiten und Signalamplituden auch die Signalform bei der Auswertung zu berücksichtigen. Eine Variante zur Beurteilung der Signalform ist die Hauptkomponentenanalyse, die eine Reduktion der Daten, in diesem Fall eines empfangenen Signals auf die Amplituden seiner wichtigsten orthogonalen Bestandteile erlaubt.

Wenn sich diese auch zeitlich veränderlichen Amplituden durch ein Modell der Schallausbreitung erklären lassen, wird es möglich zusätzliche Aussagen über den Kanal bereitzustellen, beispielsweise über die akustischen Eigenschaften der beteiligten Medien. Überschaubare und gut zu beschreibende Geometrien¹ sind der kartesische aber auch der zylindrische akustische (Schicht-) Wellenleiter, im Folgenden Strömungskanal genannt.

Der Hauptgedanke aller nachfolgend gezeigten Schritte ist der, eine Beziehung zwischen den Hauptkomponenten des Empfangssignals und bestimmten ausbreitungsfähigen Moden, bestenfalls den komplexen Dispersionsdiagrammen

_

¹ Kompliziertere aber für die Ausbreitungsrichtung der akustischen Welle konstante Querschnitte lassen sich beispielsweise durch die so genannte "Waveguide-FEM" beschreiben [5].

des betrachteten Strömungskanals herzustellen. Dies soll hier am Beispiel des kartesischen Wellenleiters geschehen.

3.1 Modendispersion im kartesischen Wellenleiter

In einem kartesischen akustischen Wellenleiter, das heißt einem Wellenleiter gleich bleibenden rechteckigen Querschnitts, sind nur bestimmte Moden (m, n) ausbreitungsfähig. Gleichung 1 zeigt die Lösung p(x, y, z, t) der Wellendifferentialgleichung für eine in positive und negative z-Richtung fortschreitende Welle für den eingeschwungenen Fall [6]. $Ce^{j\omega t}$ ist die komplexe Amplitude, F_m und F_n beschreiben den Druck im Querschnitt und α_{mn} ist die zunächst reelle Wellenzahl:

$$p(x, y, z, t) = F_m(x) \cdot F_n(y) \cdot \left(A_1 e^{-j\alpha_{mn}z} + B_1 e^{j\alpha_{mn}z} \right) \cdot C \cdot e^{j\omega t}$$
 (5)

Die Randbedingung – Druckmaximum am schallharten Rand des Wellenleiters – lässt einen Ansatz für F_m und F_n in Form eines Kosinus zu:

$$F_{m}(x) = \cos\left(m\pi \frac{x}{X}\right) = \cos(\beta_{m}x)$$

$$F_{n}(y) = \cos\left(n\pi \frac{y}{Y}\right) = \cos(\sigma_{n}y)$$
(6)

Ausbreitungsfähig ist eine Mode nur dann, wenn der Realteil von α_{mn} größer Null ist. Daraus folgt auch die so genannte "Cut-Off-Bedingung", über die die minimalen Abmessungen X bzw. Y für eine Anzahl m bzw. n ausbreitungsfähiger Moden gegeben ist (Gleichung 7). Darin sind ω die Kreisfrequenz und c_0 die Schallgeschwindigkeit der Flüssigkeit; β_m und σ_n sind von der Geometrie abhängige Konstanten.

$$\alpha_{mn} = \sqrt{\left(\frac{\omega}{c_0}\right)^2 - \beta_m^2 - \sigma_n^2} \in \Re$$
 (7)

Für eine Mindestanzahl gewollter ausbreitungsfähiger Moden muss dementsprechend eine bestimmte Größe des Wellenleiterquerschnitts vorliegen. Mit n=0 reduziert sich die Lösung auf zwei Dimensionen, unabhängig von y. Ferner wird jetzt nur die in positive z-Richtung fortschreitende Welle betrachtet:

$$p(\vec{x},t) = \cos(\beta_m x) \cdot A e^{-j\alpha_m z} \cdot e^{j\omega t}$$

$$= \frac{A}{2} \cdot \left(e^{-j(\alpha_m z + \beta_m x)} + e^{-j(\alpha_m z - \beta_m x)} \right) \cdot e^{j\omega t}$$

$$= \frac{A}{2} \cdot \left(e^{-j(\vec{\alpha} \cdot \vec{x})} + e^{-j(\vec{\alpha}' \cdot \vec{x})} \right) \cdot e^{j\omega t}$$
(8)

Die Wellenzahlvektoren $\vec{\alpha}$ und $\vec{\alpha}'$ zeigen in die Richtung zweier sich ausbreitender und interferierender ebener Wellen, deren Interferenzmuster die oben genannte Randbedingung erfüllt (Bild 3).

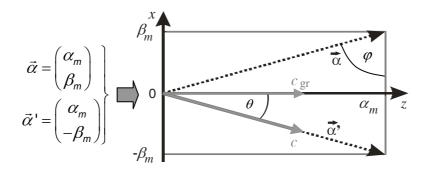


Bild 3: Die Wellenzahlvektoren $\vec{\alpha}, \vec{\alpha}'$ erlauben die Interpretation der Differentialgleichungslösung als Superposition ebener Wellen.

Damit ist es möglich, bei vorgegebener Geometrie die frequenzabhängigen Gruppengeschwindigkeiten wie auch die Einfallswinkel φ zur Wellenleiterbegrenzung der Moden m-ter Ordnung zu beschreiben:

$$c_{gr} = c_0 \cos \theta = c_0 \frac{\alpha_m}{|\vec{\alpha}|} = c_0 \sqrt{1 - \left(\frac{m}{2} \frac{c_0}{X f}\right)^2}$$

$$\sin \varphi$$
(9)

$$\cos \varphi = \frac{m}{2} \frac{c_0}{X f} = \frac{m}{2} \frac{\lambda}{X} \tag{10}$$

Die ebenen Wellen propagieren auf ihrem Weg zur Stelle z=l im "Zickzack" durch den Wellenleiter. Somit läuft die Welle effektiv einen längeren Weg s als die betrachtete Länge l durch den Strömungskanal. Mit jeder der k Reflexionen wird abhängig vom Einfallswinkel φ ein Teil der Welle ins umgebende Medium heraus gebrochen. Der in der Flüssigkeit verbleibende Anteil des Schalls kann durch den Reflexionskoeffizienten \Re beschrieben werden. Unter Berücksichtigung der dadurch bedingten Schallschwächung sowie der Dissipation $\mathrm{e}^{-\delta s}$ kann Gleichung 8 wie folgt geschrieben werden:

$$p(x,l,t) = \underbrace{A \cdot \Re^{k} \left(\varphi\right) \cdot e^{-\delta s} \cdot e^{-j\alpha_{m}l} \cdot e^{j\omega t}}_{w_{m}(l,\omega,t)} \cos(\beta_{m}x) \tag{11}$$

Anhand einfacher geometrischer Überlegungen lassen sich die Konstanten k und s berechnen; λ ist die Wellenlänge in der Flüssigkeit:

$$k = \frac{l}{X} \cdot \sqrt{\frac{(m \cdot \lambda)^2}{4X^2 - (m \cdot \lambda)^2}}$$
 (12)

$$s = \frac{2 \cdot l \cdot X}{\sqrt{4X^2 - (m \cdot \lambda)^2}} \tag{13}$$

Somit sind auch die modalen Anteilsfaktoren $w_m(l, \omega, t)$ bekannt. Der Reflexionsfaktor $\Re(\varphi)$ hängt bei vorgegebener Breite X des Wellenleiters neben dem Einfallswinkel φ und somit der Frequenz von den longitudinalen und transversalen Schallgeschwindigkeiten c_L und c_T sowie dem Verhältnis der akustischen Kennimpedanzen ρc_0 der Flüssigkeit und $\rho_f c_L$ des Strömungskanals ab [7, 8]:

$$\Re(\varphi) = \frac{K_1 - K_2}{K_1 + K_2}, \quad K_1 = \left(\frac{c_T}{c_L}\right)^2 \sin 2\alpha_L \sin 2\alpha_T + \cos^2 2\alpha_T$$

$$K_2 = \frac{\rho c_0}{\rho_f c_L} \cdot \frac{\cos \alpha_L}{\cos \varphi}$$
(14)

Hieraus lässt sich ableiten, dass die modalen Anteilsfaktoren am Ende des Strömungskanals unter anderem die Information über das Impedanzverhältnis von Flüssigkeit und Rohrwand tragen.

Es existiert nun ein vereinfachtes Modell² zur Beschreibung der modalen Anteilsfaktoren an einer beliebigen Stelle im Strömungskanal. Eine Schwierigkeit ist die gezielte Bestimmung dieser Anteilsfaktoren anhand eines bzw. weniger elektrischer Empfangssignale. Damit wäre es möglich M Gleichungen in Analogie zu Gleichung 11 für M Anteilsfaktoren von M Moden aufzustellen. Darüber hinaus stellt sich die Frage, ob das so aufgestellte Gleichungssystem aus linear unabhängigen Gleichungen besteht und somit geeignet ist, zusätzliche Informationen über die Schallgeschwindigkeiten (c_0 , c_T , c_L), die akustische Impedanzen oder die Absorption zu liefern.

3.2 Modale Analyse

Jedes akustische Feld an einer Bilanzfläche (z = konst.) im Wellenleiter lässt sich durch Superposition verschiedener, mit den modalen Anteilsfaktoren $w_m(l,\omega,t)$ gewichteter Moden ausdrücken. Dieser an die Idee von Fourier anknüpfende Vorgang wird auch als modale Expansion [9] oder modale Analyse bezeichnet. Die Berechnung der zeitlichen Verläufe der modalen Anteilsfaktoren ist dabei unabhängig von der Art des verwendeten Modells ((halb-) analytisch oder FEM) zur Beschreibung des Schallfeldes möglich. Lediglich die Kenntnis der beteiligten Modenformen ist erforderlich.

Ausgangspunkt für die weitere Betrachtung sei jetzt das Ergebnis einer Simulation der Schallausbreitung in einem schallhart abgeschlossenen und in z-Richtung unendlich ausgedehnten Wellenleiter. An einer beliebigen aber festen Stelle z= konst. werde das Geschwindigkeitspotenzial $\Phi(x_i,t)$ über die Zeit $t=nT_A$ und für verschiedene Stützstellen x_i aufgezeichnet (siehe Bild 4). T_A ist die Zeitschrittweite der FEM-Simulation, n ist der Index des Simulationsschritts mit n=0,1...N-1.

_

² Dieser Ansatz ist natürlich nicht ohne weiteres auf andere, beispielsweise zylindrische Geometrien oder aber Schichtwellenleiter zu übertragen. Hier wird ein halbanalytischer Ansatz notwendig. Auch dabei lassen sich verschiedene Modenformen berechnen. Anstelle der Reflexionskoeffizienten treten allerdings die Imaginärteile der Wellenzahl als Funktion der Frequenz auf [10]. Zur Modellierung des Ausgangssignals bietet sich die modale Analyse an, indem das Feld zu Beginn des Wellenleiters in seine modalen Bestandteile zerlegt wird. Die zeitlichen Verläufe der modalen Anteilsfaktoren sind einer Fouriertransformation zu unterziehen, im Frequenzbereich sind dann die neue Amplituden und Phasen entsprechend der Länge des Strömungskanals zu berechnen, bevor abschließend die Rücktransformation folgt.

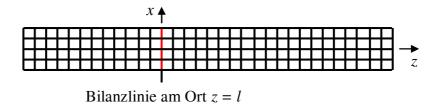


Bild 4: Vereinfachtes Modell des Wellenleiters, Simulation $\forall z \le l$

Das Geschwindigkeitspotenzial lässt sich bei Kenntnis der Dichte ρ_0 der Flüssigkeit in ein Druckfeld $p(x_i, nT_A)$ umrechnen:

$$p(x_i, nT_{\mathcal{A}}) = -\rho_0 \cdot \frac{\partial \Phi(x_i, nT_{\mathcal{A}})}{\partial t}$$
(15)

Die Druckfeld-Matrix besteht in x-Richtung aus einer Überlagerung von Kosinus-Schwingungen der Form $\cos(\beta_m x)$. Die diskrete Korrelation des Vektors $\vec{p}(x_i, t = konst.)$, i = 0...K-1 mit allen diesen möglichen Modenformen für die Verschiebezeit $\tau = 0$ liefert als Schätzwerte \hat{w}_m der Korrelationsfunktionen somit die Ähnlichkeiten des Druckfeldes mit ebendiesen Modenformen:

$$\hat{w}_m(l,\omega,t_0) = \frac{1}{K} \sum_{i=0}^{K-1} p(x_i,t_0) \cdot \cos(\beta_m x_i) = \frac{1}{K} \cdot \left\langle p(x_i,t_0) \cos(\beta_m x_i) \right\rangle \quad (16)$$

Da alle Moden aus Kosinusverläufen mit ganzzahligen Vielfachen von π bestehen, sind diese zueinander orthogonal. Die Kreuzkorrelation liefert also erwartungstreue Ergebnisse, jede Mode hat nur mit sich selbst Ähnlichkeit.

3.3 Anregung und Analyse der "modalen Komponenten"

Die durch modale Analyse gewonnenen normierten zeitlichen Verläufe der modalen Anteilsfaktoren werden nun multipliziert mit der zugehörigen Modenform.

$$\Phi_m(x_i, nT_A) = \frac{\hat{w}_m(nT_A)}{\hat{w}_{m,\max}} \cdot \cos(\beta_m x_i)$$
 (17)

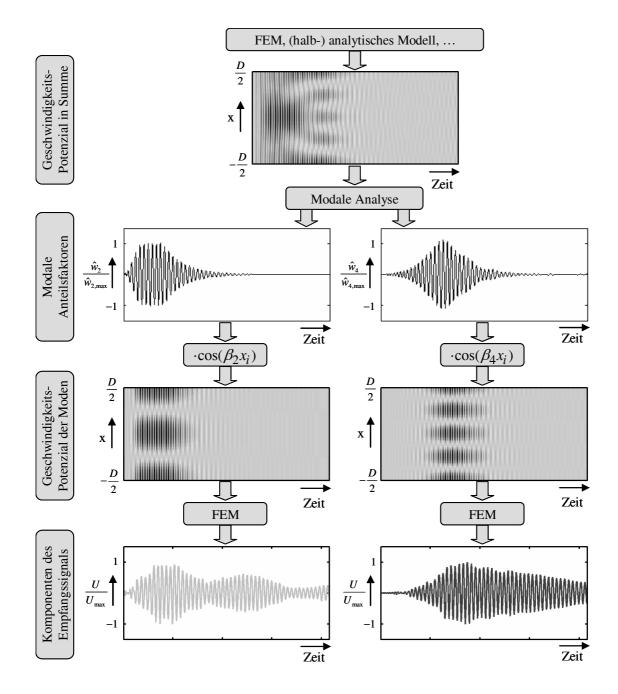


Bild 5: Schema zur Berechnung des einer Mode zugehörigen Empfangssignals (hier exemplarisch für m = 2 und m = 4)

Die modalen Komponenten $\Phi_m(x_i, nT_A)$ des Schallfeldes werden einzeln zurück ins Simulationsmodell gekoppelt. In diesem weiteren Simulationsschritt darf keine Konversion zu anderen Moden mehr erfolgen, damit der Ultraschallempfänger ausschließlich Informationen dieser separierten Mode empfängt. Die Dekomposition führt somit zu M Empfangssignalen $u_m(nT_A)$ für M beteiligte Moden. Die Vorgehensweise vom simulierten Geschwindigkeitspotenzial bis zu

den *M* Empfangssignalen zeigt Bild 5 für die Moden 2. und 4. Ordnung bei einem Wellenleiter von ca. 4 Wellenlängen Breite.

Der Schluss, dass die den separierten Moden zugehörigen Empfangssignale linear unabhängig sind und im Fall der Summenanregung eine Dekomposition des Empfangssignals in seine modalen Anteile möglich wird, ist keinesfalls selbstverständlich. Schließlich bildet der Ultraschallwandler das Integral der Energiedichte mit einer wandlerspezifischen Gewichtsfunktion auf ein elektrisches Signal ab. Eine zuvor dreidimensionale Information wird dabei auf zwei Dimensionen, Amplitude als Funktion der Zeit, komprimiert. Die Möglichkeit zur Dekomposition soll nachfolgend, wieder am Beispiel des zweidimensionalen Wellenleiters, untersucht werden.

3.3.1 Hauptkomponentenanalyse

Ein nicht ganz neuer Gedanke zur Analyse stofflicher Zusammensetzungen ist die Hauptkomponentenanalyse (engl. Principal Component Analysis, PCA). Ganz ähnlich der oben genannten modalen Analyse wird auch hierbei nach den Amplituden orthogonaler Vektoren gesucht, die allerdings zu Beginn der Berechnung noch nicht bekannt sind, mit denen sich dann aber beispielsweise ein komplexes Signal als Linearkombination darstellen lässt. Anschaulich findet erneut eine Datenkompression von den noch übrigen zwei Dimensionen, Amplitude und Zeit, auf eine endliche Anzahl materialspezifischer Koeffizienten statt. Dieses Verfahren, angewandt auf Ultraschall-Transmissionsmessungen, wurde von Martinsson u.a. bereits erfolgreich zur Klassifizierung von Gasen eingesetzt [11]. Voraussetzung für eine erfolgreiche Anwendung ist jedoch eine hinreichend große Anzahl von Signalstichproben, die im hier betrachteten Beispiel durch verschiedene Anregungsstimuli $\tilde{\Phi}(x_i, nT_A)$ generiert werden können. Dazu werden die den Moden zugehörigen Geschwindigkeitspotenziale $\Phi_m(x_i, nT_A)$ mit verschiedenen Amplituden A_m linear kombiniert und zurück in das Simulationsmodell gekoppelt:

$$\tilde{\Phi}(x_i, nT_{\mathcal{A}}) = \sum_{m=0}^{M-1} A_m \cdot \Phi_m(x_i, nT_{\mathcal{A}})$$
(18)

Die hiermit simulierten Empfangssignale $\tilde{u}(nT_A)$, normiert auf ihre Signalenergie $\sum_{n=0}^{N-1} \tilde{u}^2(nT_A)$, bilden die Spalten einer Matrix X vom Rang R, die sich wie folgt in drei Matrizen zerlegen lässt (Singulärwertzerlegung) [11, 12]:

$$X = U \cdot S \cdot V^{\mathrm{T}} \tag{19}$$

Die ersten R Spalten von U und V bilden dann die orthonormalen Basisvektoren für die Spalten bzw. Zeilen von X. Die Diagonalelemente ungleich Null der Singulärwertmatrix S sind die Wurzeln der Eigenwerte von X^TX und XX^T . Eine in der Literatur und auch im Mathematikprogramm MATLAB® übliche Notation für die PCA bezeichnet V als "loadings" und T = US als "scores". Die Spaltenvektoren von T sind dann die gesuchten Vektoren, die als Linearkombination, gewichtet mit V, die ursprünglichen Spaltenvektoren aus X bzw. normierten Empfangssignale $\tilde{u}_{\text{norm}}(nT_{\text{A}})$ ergeben. Gleichung 19 lässt sich jetzt in Analogie zu Gleichung 18 schreiben als

$$\tilde{u}_{\text{norm}}(nT_{A}) = \sum_{r=0}^{R-1} V_r \cdot T_r(nT_{A})$$
(20)

Die Anwendung der PCA auf die Matrix X im rechteckigen Wellenleiter hat gezeigt, dass der Rang R immer auch zugleich der Anzahl M bei der Schallausbreitung berücksichtigter Moden ist. Ferner entsprechen die "scores" T weitestgehend den Empfangssignalen $u_{m,\text{norm}}(nT_{\text{A}})$ bei Anregung mit nur einer modalen Komponente $\Phi_m(x_i,nT_{\text{A}})$. Lediglich die Sortierung ist eine andere, da die PCA keine Modeordnung kennt und die stärkste Komponente nach vorne stellt. Einige Ergebnisse dieses Vergleichs sind in Bild 6 dargestellt. Die offensichtlich schlechte Korrelation von $u_{4,\text{norm}}$ mit T_3 lässt sich durch den speziellen Aufbau des Ultraschallempfängers erklären. Die Struktur der Elektroden macht ihn besonders unempfindlich für die Mode 4. Ordnung.

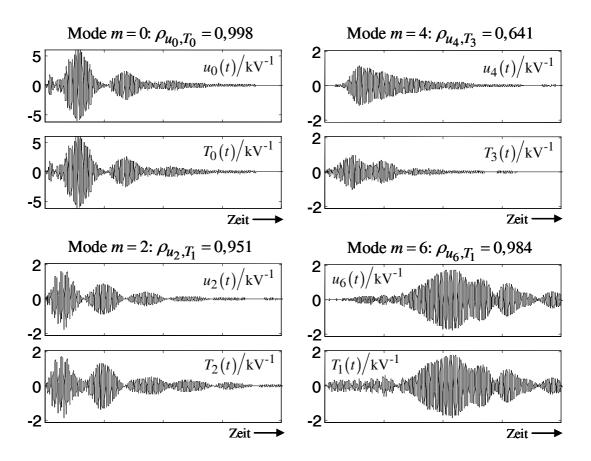


Bild 6: Gegenüberstellung der "scores" T und der normierten Empfangssignale $u_{m,\text{norm}}(t)$ mit $t = nT_A$

Die soeben beschriebene Analogie zwischen simulierten Empfangssignalen und Hauptkomponenten ermöglicht am konkreten Messaufbau zumindest bei gleich bleibender Schallgeschwindigkeit die Zuordnung messtechnisch ermittelter Hauptkomponenten zu einzelnen Moden und somit auch das Aufstellen oben erwähnten Gleichungssystems. Die Anwendung der PCA am Messobjekt ist weiterhin sinnvoll, da erwartungsgemäß eine Abweichung zwischen Simulation und Experiment vorliegen wird.

Zurzeit noch nicht berücksichtigt ist die Tatsache, dass der zeitliche Verlauf der modalen Anteilsfaktoren $\hat{w}_m(l,nT_{\rm A})$ trotz unveränderten Sendesignals und gleich bleibender Dichte mit der Schallgeschwindigkeit der Flüssigkeit variiert. In Abhängigkeit der gemessenen Schallgeschwindigkeit wird entsprechend der bekannten Dispersionsdiagramme eine Anpassung des gemessenen Signalausschnitts erforderlich. Ein alternativer Ansatz könnte eine breitere Datenbasis

auch unter Berücksichtigung verschiedener Schallgeschwindigkeiten für die PCA sein.

3.4 Gestaltung der Ultraschallwandler

Die Grundmode, ohne Reflexion an der Wand des Strömungskanals, trägt keine Impedanzinformation. Angesichts dieser Tatsache wäre es für die Messmethode von Vorteil einen Schallwandler zu entwerfen, der bei senkrechtem Einfall ebener Wellen möglichst geringe Signalamplitude erzeugt. Dieser Anforderung wird durch modifizierte Elektroden Rechnung getragen. Dadurch kann die Signalamplitude bei schrägem Einfall der Schallwellen im Vergleich zur Signalamplitude bei senkrechtem Einfall signifikant angehoben werden.

Die modalen Komponenten des Empfangssignals in den Bildern 5 und 6 sind bereits mit einer solchen Elektrode simuliert worden. Bild 7 stellt unter anderem die Ergebnisse mit Standard-Elektrode und modifizierter Elektrode gegenüber. Die für die Messaufgabe relevanten Moden höherer Ordnung können somit durch konstruktive Maßnahmen signifikant gegenüber der Grundmode verstärkt werden. So sind Verbesserungen der relevanten Signalamplituden um mehr als Faktor 10 erzielbar.

3.5 Gleichungssystem zur Berechnung der Medieneigenschaften

Die Besonderheit der gezeigten Methode ist die modellgestützte Bestimmung von Stoffeigenschaften anhand der Schwächung verschiedener an der Schallausbreitung beteiligter Moden. Bisher wurde gezeigt, dass es durch Simulation und modale Analyse möglich ist eine orthonormale Basis zu berechnen, mit deren Hilfe aus einem elektrischen Empfangssignal die modalen Anteilsfaktoren berechnet werden können (siehe auch Bild 7).

Die den Moden zugehörigen Amplituden A_m , bestimmt durch die Dekomposition des elektrischen Empfangssignals, sowie ein Modell der Schallausbreitung im Strömungskanal (beispielsweise Gleichung 11) können genutzt werden um ein Gleichungssystem aufzustellen, welches den Zusammenhang zwischen den

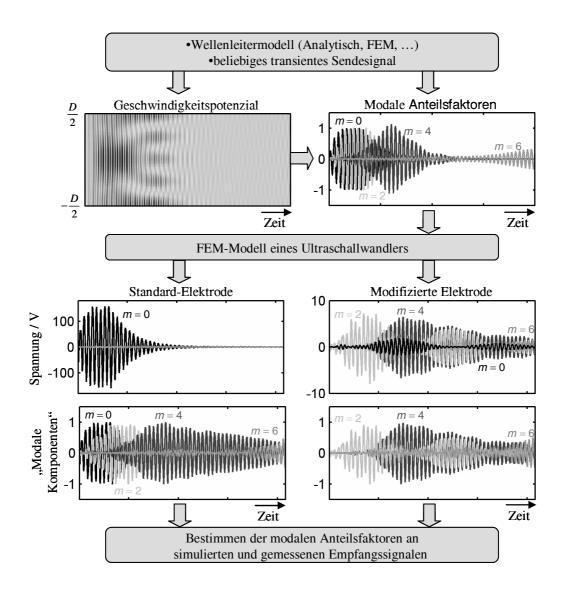


Bild 7: Darstellung der Methode bis zur Bestimmung der modalen Anteilsfaktoren für zwei verschiedene Ausführungen des Ultraschallwandlers

gesuchten akustischen Kenngrößen Schallkennimpedanz sowie –absorption der Flüssigkeit und den ermittelten Amplituden der modalen Anteile beschreibt:

$$\hat{w}_{m}(l,\omega,t) = \underbrace{A \cdot \frac{K_{1} - K_{2}}{K_{1} + K_{2}} \cdot e^{-\delta s} \cdot e^{-j\alpha_{m}l} \cdot e^{j\omega t}}_{\approx A_{m}}, \quad m = 0...M - 1$$

$$\text{mit } K_{1}, K_{2} = f\left(\rho_{0}, \rho_{F}, c_{0}, c_{L}, c_{T}, X, \omega, m\right)$$

$$s = f\left(l, c_{0}, X, \omega, m\right)$$

$$(21)$$

Die Lösung dieses Gleichungssystems nach den unbekannten Größen ist durch die Wahl des Reflexionsfaktors deutlich erschwert. Aus dieser Sicht ist die Be-

rücksichtigung des oben schon erwähnten Imaginärteils der Wellenzahl sinnvoll, da dann die modalen Anteilsfaktoren $w_m(l, \omega, t)$ als Exponentialfunktionen geschrieben werden können.

4 Zusammenfassung und Ausblick

In diesem Beitrag wurde eine neue Methode zur Impedanzmessung von Flüssigkeiten vorgestellt, indem die gesamte Oberfläche des Messraumes als akustischer Wellenleiter genutzt wird. Durch Ausnutzen modaler Analyse und Finite-Element-Simulationen lassen sich somit die Hauptkomponenten eines Empfangssignals berechnen, die eindeutig den verschiedenen modalen Anteilen zugeordnet werden können. Damit ist es möglich, allein aus dem Empfangssignal eines herkömmlichen, besser aber eines leicht modifizierten Ultraschallwandlers, auf die modalen Anteilsfaktoren zu schließen. Mit Hilfe dieser Koeffizienten und einem einfachen Modell des Wellenleiters lässt sich ein Gleichungssystem aufstellen. Noch zu klären ist, ob sich dieses nutzen lässt, um zwischen Dissipation in der Flüssigkeit und der durch Wellenleitergeometrie sowie Impedanzverhältnisse bedingten Signaldämpfung zu unterscheiden.

Das Modell des Wellenleiters, insbesondere im Fall eines zylindrischen (Schicht-) Wellenleiters ist noch verbesserungsfähig, indem beispielsweise durch halbanalytische Verfahren auch die Imaginärteile der Wellenzahlen berücksichtigt werden. Auch die Modenformen realer Aufbauten können so besser berücksichtigt werden. Infolgedessen ergibt sich auch ein leicht modifiziertes Gleichungssystem, in dem die modalen Anteilsfaktoren $w_m(l, \omega, t)$ insgesamt als Exponentialfunktionen angegeben werden können. Einer der nächsten Schritte wird die Untersuchung genau dieses Gleichungssystems unter der bekannten Fragestellung sein.

Literatur

[1] Henning, B.: Die akustische Impedanz als Messgröße zur Charakterisierung flüssiger Stoffsysteme, Technisches Messen. (71), 9, S. 492-500, 2004

- [2] Püttmer, A.: Ultrasonic Density Sensor for Liquids, Dissertation, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, 1998
- [3] Prange, S.; Dierks, K.; Henning, B.: Akustisches Sensorsystem für die Flüssigkeitsanalyse, Magdeburg: Tätigkeitsbericht des ifak e.V., 2001
- [4] Gätke, J.: Akustische Strömungs- und Durchflussmessung, Berlin: Akademie-Verlag, 1991
- [5] Mace, B. R.; Duhamel, D.; Brennan, M. J.; Hinke, L.: Finite element prediction of wave motion in structural waveguides, J. Acoust. Soc. Am. 117 (5), May 2005
- [6] Ehrenfried, K.: Strömungsakustik, Skript zur Vorlesung, Berlin: Mensch & Buch Verlag, 2004
- [7] Schoch, A.; Flügge, S.; Trendelenburg, F.: Ergebnisse der exakten Naturwissenschaften Schallreflexion, Schallbrechung und Schallbeugung, vol. 23, Berlin: Springer, 1950
- [8] Krautkrämer, J.; Krautkrämer, H.: Werkstoffprüfung mit Ultraschall, Berlin: Springer, 1986
- [9] Soedel, W.: Vibration of shells and plates, 2nd ed., New York: Marcel Dekker, 1993
- [10] Pavlakovic, B.; Lowe, M.: Disperse Users Manual Version 2.0.16B, London: Imperial College London, 2003
- [11] Martinsson, P.-E.; Carlson, J. E.; Carlson, R. E.: Ultrasonic classification of gases using principal component analysis, Paris: Proceedings of the World Congress on Ultrasonics, 2003
- [12] Reyment, R. A.; Jöreskog, K. G.: Applied Factor Analysis In The Natural Sciences, Cambridge: Cambridge University Press, 1993

Breitbandige Beleuchtungsquellen für Faser-Bragg-Gitter-Sensoren

Lars Hoffmann, M. S. Müller, Alexander W. Koch

Lehrstuhl für Messsystem- und Sensortechnik, Technische Universität München Tel.: 089 289-23352, e-mail: l.hoffmann@tum.de

1. Kurzfassung

Faser-Bragg-Gitter-Sensoren werden zumeist zur Messung von Temperaturen und Dehnungen genutzt. Beleuchtungsquelle, Übertragungsstrecke, Sensor und Detektor sind wesentliche Bestandteile jedes Faser-Bragg-Gitter-Messsystems. Ein Ansatz zur Abfrage von FBG-Sensoren ist, eine breitbandige Beleuchtungsquelle zu verwenden. Leuchtdioden können in FBG-Messsystemen jedoch nur für Messungen mit geringen Bandbreiten eingesetzt werden. Höhere Messbandbreiten erfordern den Einsatz von Superlumineszenzdioden. Diese Beleuchtungsquellen haben Eigenschaften, die im Vergleich zur Messung mit Leuchtdioden zu einer erhöhten Messunsicherheit führen können. Der Beitrag arbeitet diese Charakteristika heraus, stellt die Konsequenzen für die Messung mit einem spektrometrischen Detektionsverfahren dar und zeigt, wie die Einflüsse der Beleuchtungsquelle auf die Messung minimiert werden können.

2. Grundlagen

Die Lichtquelle ist zentraler Bestandteil jedes FBG-Messsystems. Ein daher häufig gewählter Ansatz besteht darin, eine breitbandige Quelle zur Beleuchtung der Sensoren zu nutzen. Um die Einflüsse der Beleuchtungsquelle auf die Messung zu erkennen, ist zunächst ein Einblick in die Funktionsweise von Fasersensoren sowie eine Diskussion der Verluste zwischen Beleuchtungsquelle und Detektor ratsam.

FBG-Sensoren

Es existieren sehr viele verschiedene Arten von Faser-Bragg-Gitter-Sensoren, doch ohne Beschränkung der Allgemeinheit genügt in Bezug auf die Lichtquelle die Betrachtung des einfachsten Falles: Faser-Bragg-Gitter sind örtlich begrenzte Brechzahlmodulationen im Kern einer Singlemode-Glasfaser. Die Periode Λ der Modulation bestimmt zusammen mit der effektiven Brechzahl n_{eff} der Sensorregion eine Wellenlänge λ_B , für die der Sensor gemäß Gleichung (1) als Stoppband wirkt.

$$\lambda_B = 2 \cdot n_{eff} \cdot \Lambda \tag{1}$$

Änderungen des mechanischen und thermischen Zustandes beeinflussen die genannten Parameter. Daraus folgt, dass Zustandsänderungen am Sensor eine Wellenlängenänderung $\Delta\lambda$ des Stoppbandes bewirken. Die vom Sensor reflektierte Wellenlänge $\lambda_B = \lambda_0 + \Delta\lambda$ beinhaltet also Informationen über die Temperatur und die mechanische Dehnung am Sensorort.

Das Konzept ermöglicht es, mehrere Sensoren gleichzeitig in einer Faser unterzubringen (siehe Bild 1). Jeder Sensor wird dann mit einer spezifischen Basiswellenlänge λ_{0i} geschrieben, so dass die Sensorantworten wellenlängenmultiplexiert in der Faser übertragen werden.

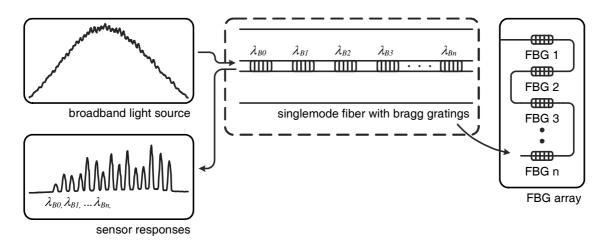


Bild 1: Anordnung von n spektral codierten Faser-Bragg-Gitter-Sensoren in einer Glasfaser mit ihren Sensorantworten bei breitbandiger Beleuchtung.

Um bei einer solchen Anordnung alle Sensorwellenlängen synchron abzufragen, können die Sensoren mit einer breitbandigen Lichtquelle durch die Glasfaser beleuchtet werden. Neben der Beleuchtung der Sensoren mit einer breitbandigen Lichtquelle wird häufig auch die Wellenlänge einer schmalbandigen Lichtquelle (Laser) durchgestimmt, um so gleichsam ein breitbandiges Spektrum abzufragen.

Die beiden wichtigsten Wellenlängenbereiche der Beleuchtung liegen bei FBG-Messsystemen um 850 und 1550 nm. Die Wellenlänge um 850 nm hat den Vorteil, dass hier noch CCD-Chips als Detektoren eingesetzt werden können. In einer Spektrometeranordnung kann so der Zustand einer Vielzahl von Sensoren zeitgleich erfasst werden. Im Bereich von 1550 nm dagegen existieren optische Komponenten aus der Nachrichtentechnik, die aufgrund günstiger Massenproduktion die Verwendung dieses Wellenlängenbereichs interessant machen.

Die vielversprechenste Methode zur Massenherstellung von FBG-Sensoren ist der Ziehturm-Produktionsprozess [1]. Dabei werden die Gitter während des Produktionsprozesses der Faser im Vorbeilaufen belichtet, noch bevor das schützende Coating aufgebracht wird. Aufgrund der relativ hohen Materialgeschwindigkeit bleibt nur ein kurzer Laserpuls für den Schreibprozess. Das wiederum führt zu relativ geringen Reflektivitäten der Gitter im jeweiligen spektralen Bereich. Um trotz kurzer Belichtungszeit noch sinnvoll nutzbare Faser-Bragg-Gitter zu erzeugen (Relektivitäten von mehr als 10 %), werden im Allgemeinen stark mit Germanium dotierte Fasern verwendet. Dies führt zu einem deutlicheren Unterschied zwischen der Brechzahl des Mantels und dem des Kernes, und damit zu einer höheren Numerischen Apertur der Glasfaser im Vergleich zu Standardfasern.

Aus messtechnischer Sicht scheint nur die Verwendung von Singlemode-Fasern (SM-Fasern) im Zusammenhang mit FBG-Sensoren sinnvoll. Im Falle der Ausbreitung weiterer Kernmoden neben dem Grundmodus entstehen nämlich zusätzliche Spitzen im Reflexionsspektrum, die das Sensorsignal uneindeutig werden lassen.

In einer idealen Glasfaser ist die Grundmode bezüglich ihrer Polarisation zweifach entartet. Das bedeutet, dass beide Polarisationsrichtungen die gleiche Ausbreitungskonstante besitzen. Jede Störung der Symmetrie der Faser (die Geometrie wie auch die optischen Eigenschaften betreffend) hebt die Entartung auf und es kommt zu verschiedenen Ausbreitungsgeschwindigkeiten der unterschiedlichen Polarisationsrichtungen. Man spricht dann von Doppelbrechung. In der Praxis weisen Fasern immer eine intrinsische Doppelbrechung auf, deren Auswirkung jedoch bei Standard-Nachrichtentechnik-Fasern unterhalb der heutigen Messgenauigkeit von FBG-Messsystemen liegen. Für die speziellen, hochdotierten Fasern, in die Faser-Bragg-Gitter-Sensoren üblicherweise eingeschrieben werden, gilt das allerdings nicht. Eine starke Doppelbrechung im Bereich der Sensoren führt dazu, dass die Bragg-Wellenlängen (siehe Formel (1)) ebenfalls unterschiedlich für beide Polarisationsrichtungen sind.

Beleuchtung mit Lumineszenzdioden (LED)

LEDs sind günstige und robuste Bauelemente die jedoch in einen weiten Raumwinkel abstrahlen. Die Strahldichte pro Winkeleinheit ist demnach bei gegebener abgestrahlter Gesamtleistung konstant. LEDs können daher als Lambert'sche Strahler modelliert werden [2].

LEDs verfügen über eine näherungsweise lineare Strom-Leistungskennlinie und besitzen eine gewisse Abhängigkeit der emittierten Leistung von der Betriebstemperatur. Die Mittenwellenlänge des Emissionsspektrums besitzt aber eine nicht zu vernachlässigende Temperaturabhängigkeit. Im Wesentlichen ist hierfür die Veränderung der Bandlücke mit der Temperatur verantwortlich. Für steigende Temperaturen verschiebt sich die Mittenwellenlänge hin zu höheren Wellenlängen.

LEDs erzeugen ein breitbandiges Spektrum mit einer niedrigen Kohärenzlänge L_c . Formel (2) verknüpft die Größen Bandbreite und Kohärenzlänge für die Annahme einer spektralen Verteilung in Form einer Gaußfunktion und der spektralen Breite $\Delta \lambda_{FWHM}$ bei der Hälfte des Maximums.

$$L_c = 0.76 \frac{\lambda^2}{\Delta \lambda_{FWHM}} \tag{2}$$

Verluste in FBG-Messsystemen

Um gute Signal-Rausch-Verhältnisse auch bei hohen Bandbreiten zu erhalten, muss möglichst viel Licht der Beleuchtungsquelle vom Sensor auf den Detektor reflektiert werden. Aus diesem Grund folgt eine Betrachtung der bestimmenden Verlustarten in einem FBG-Messsystem auf dem Weg zum Detektor (Einfügedämpfung, Gitterreflektivität und Koppelverluste zwischen Wellenleitern).

Im interessierenden Bereich (rund um 850 nm bzw. 1550 nm) betragen die Kerndurchmesser der verwendeten Singlemode-Fasern nur 4,8 μ m bzw. 9 μ m respektive. Aus den Strukturgrößen folgt, dass bei der Betrachtung der Koppelverluste zwischen Lichtquelle und SM-Faser eine einfache strahlenoptische Betrachtungsweise nicht genügt. Die radiale Feld- bzw. Leistungsverteilung P(r) des Grundmodus kann sehr genau durch eine Gaußfunktion beschrieben werden (siehe Formel (2)). Maximal befinden sich darin bis zu 99,7 % der Leistung des Grundmodus am Austritt aus der Faser und strahlen von dort in Form eines Gauß'schen Strahles in den Freiraum [3].

$$P(r) = P_0 \cdot e^{-2\left(\frac{r}{w_0}\right)^2} \tag{3}$$

Dabei ist P_0 die optische Gesamtleistung, r der Abstand zur optischen Achse und w_0 die radiale Ausdehnung des Feldes (Modenfelddurchmesser) beim Austritt in das umgebende Medium mit dem Brechungsindex n_0 . Der halbe Abstrahlwinkel, definiert durch den Abfall der Feldstärke auf E_0/e , ist in Formel (3) gegeben. Für Licht der Wellenlänge 820 nm ergibt sich bei einer 850 nm-SM-Faser ein Winkel von ca. 5° [4].

$$\delta = \arctan\left(\frac{\lambda}{\pi \cdot n_0 \cdot w_0}\right) \tag{3}$$

Zusammen mit der geringen spektralen Breite der Antwort eines FBG-Sensors von nur ca. 150 pm führt die geringe Reflektivität der FBG-Sensoren dazu, dass nur ein geringer Anteil der gesamten eingestrahlten Leistung pro Sensor wieder zurück auf den Detektor gelangt. Auch an dieser Stelle bleibt also ein großer Teil der ursprünglich zur Verfügung stehenden optischen Leistung ungenutzt.

Aus Kostengründen werden häufig Standard-Telekommunikations-Glasfasern zusammen mit hochdotierten Fasern, in die die Gitter eingeschrieben sind, verwendet. Dann sind die Numerischen Aperturen der Fasern nicht aufeinander abgestimmt und es kommt zu Verlusten beim Übergang von der Glasfaser mit der höheren Numerischen Apertur zu der mit der niedrigeren. Diese Dämpfung erreicht in der Praxis bis zu 6 dB.

Daneben tritt natürlich auch Dämpfung an Steckern und Spleißen auf. Auch in der Glasfaser selbst gibt es Biegeverluste oder durch Störstellen induzierte Kopplung in Strahlungsmoden.

Detektionsmechanismus

In der Literatur wird eine Vielzahl an Auswerteverfahren für Faser-Bragg-Gitter-Sensoren mit breitbandiger Beleuchtung beschrieben [5]. Alle Aspekte der breitbandigen Beleuchtung von FBG-Sensoren können aber auch an dem von den Autoren verwendeten Verfahren gezeigt werden. Das in Bild 2 schematisch dargestellte Verfahren ist eine spektrometrische Auswertung der Sensorantwort, bei der die spektral codierten Sensoren über ein holographisches Gitter auf eine CCD-Zeile abgebildet werden. Als Lichtquelle dient hierbei eine breitbandige Beleuchtungsquelle mit einer Mittenwellenlänge im Bereich von 820 nm. Die Mittenwellenlängen der Sensorantworten werden durch eine schwerpunktsbrechnende Algorithmik ausgewertet. Die Abtastrate der Sensoren ist durch die Auslesegeschwindigkeit der CCD-Zeile bestimmt und liegt im Bereich bis 1 kHz (Je nach CCD-Modul können auch Bandbreiten bis 3 kHz erreicht werden). Sind noch höhere Geschwindigkeiten erforderlich, kann die CCD-Zeile durch andere Detektoren ersetzt werden [6]. Das Verfahren wird in leichter Variation zurzeit in verschiedenen industriellen Forschungsprojekten mit Kooperationspartnern aus den Bereichen Automobilbau, Medizintechnik und Raumfahrt angewendet.

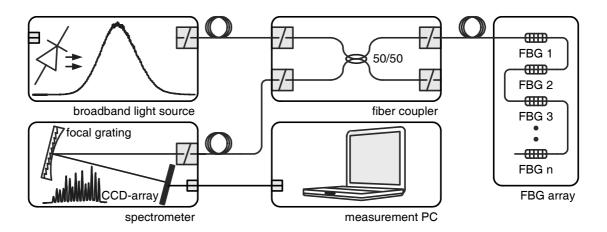


Bild 2: Komponenten eines FBG-Messsystems mit spektraler Auswertung. Die einzelnen Sensorantworten werden über ein holographisches Gitter auf eine CCD-Zeile abgebildet.

3. Beleuchtung mit Superlumineszenzdioden (SLD)

Die Einfügedämpfung einer LED in eine SM-Glasfaser ist wegen ihrer Emissionscharakteristik mit mehr als 30 dB sehr hoch. Kommen die anderen genannten Verlustarten und die generellen Verluste an Steckern und Spleißen hinzu, kommt nur sehr wenig Energie pro Zeiteinheit am Detektor an. Daher können LEDs in FBG-Messsystemen nur für Messungen mit sehr geringen Bandbreiten (z. B. quasistatische Dehnungsmessung an Gebäuden oder niederfrequente Temperaturmessung) eingesetzt werden. Für viele Anwendungen sind die Anforderungen jedoch anspruchsvoller.

Mit der geforderten Bandbreite des Messsystems steigt der Bedarf nach höheren optischen Leistungen. In der Nachrichtentechnik werden Laser unter anderem deshalb verwendet, weil sie sich besonders verlustarm in SM-Fasern koppeln lassen. Eine möglichst breitbandige und robuste Lichtquelle wie die LED mit den Einkoppeleigenschaften eines Lasers stellt also die Wunschbeleuchtungsquelle für die Nutzung in Faser-Bragg-Gitter-Sensorsystemen dar.

So genannte Superlumineszenzdioden (Hersteller: Superlum, Exalos, Hamamatsu, Anritsu) sind als eine solche Zwischenstufe entwickelt worden. Genau wie Laser beruhen sie auf dem Prinzip der stimulierten Emission, verfügen im Gegensatz zum Laser aber nicht über einen dedizierten Resonator und besitzen

somit eine geringe Kohärenzlänge bzw. eine hohe Bandbreite (siehe Formel (2)) [7].

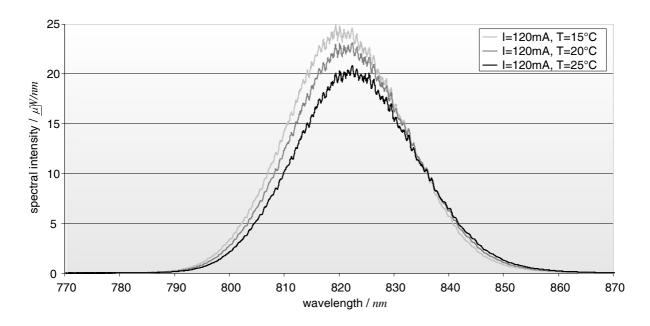


Bild 3: Ausgangsspektren einer SLD (Exalos, 820 nm, 5 mW) bei verschiedenen Betriebstemperaturen. Es existiert eine starke Intensitäts- wie auch eine Wellenlängenabhängigkeit von der Temperatur.

Die stimulierte Emission in der stark verstärkenden aktiven Zone des Halbleiters führt zu einem geringen Austrittswinkel der Strahlung ähnlich wie bei Lasern. Auf diese Weise können hohe Ausgangsleistungen (derzeit bis zu 30 mW) in SM-Glasfasern gekoppelt werden. Der Zusammenhang zwischen Strom und Ausgangsleistung ist aufgrund der einsetzenden stimulierten Emission nicht wie bei einer Leuchtdiode nahezu linear, sondern weist einen Knick dort auf, wo die stimulierte Emission einsetzt.

Da in der SLD stimulierte Emission vorherrscht, geht der temperaturabhängige optische Gewinn in der SLD exponentiell in die Ausgangsleistung der SLD ein. Daraus folgt eine starke Abhängigkeit der globalen spektralen Charakteristik von der Betriebstemperatur der SLD (siehe Bild 3). Auch die Temperaturabhängigkeit der Mittenwellenlänge wie sie ebenfalls bei der LED auftritt, ist dem Bild qualitativ zu entnehmen. Die gezeigten Spektren sind nicht logarithmisch dargestellt, um einen weiteren Effekt deutlich zu machen: Neben der globalen spektralen Charakteristik findet sich noch eine lokale Modulation im SLD

Spektrum. Die Modulation auf dem Spektrum der SLD (siehe Bild 3 und Bild 4) ist das Ergebnis parasitärer Resonatoren in der SLD.

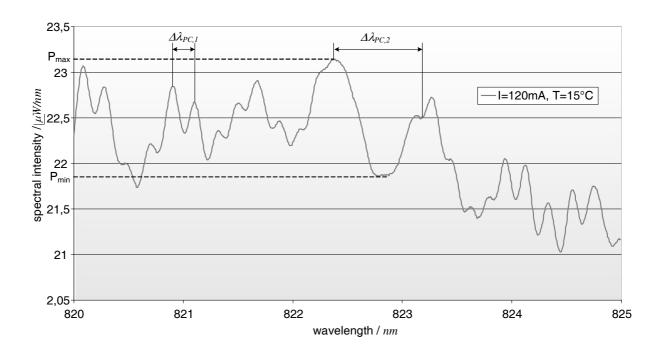


Bild 4: Durch Reflexion an den nicht völlig entspiegelten Austrittsfenstern entstehen parasitäre Modulationen, die auf dem Spektrum der SLD zu erkennen sind. (Vergrößerung aus Bild 3)

Die Austrittsfacetten der SLD sind niemals vollständig entspiegelt, so dass es im Abstand $\Delta\lambda_{PC,1}$ zur konstruktiven Interferenz kommt. Die ausbreitungsfähigen longitudinalen Moden werden dann verstärkt und finden sich somit im Ausgangsspektrum der Lichtquelle [8]. Außerdem bildet sich bauformbedingt weitere so genannte residuale Resonatoren aus, deren Modenabstand für einen Fall in Bild 4 mit $\Delta\lambda_{PC,2}$ gekennzeichnet ist. Bei der dargestellten Beleuchtungsquelle beträgt die Länge der Kavität ca. 250 µm und die des residualen Resonators 55 µm. Beide Effekte sind stark temperaturabhängig. Die spektrale Modulationsamplitude m wird gemäß Formel (5) errechnet [9]; mit den Werten für die maximale Leistung P_{max} und die minimale Leistung P_{min} aus Bild 4 ergibt sie sich zu etwa 2,2 %.

$$m = \frac{P_{max} - P_{min}}{P_{max} + P_{min}} \tag{5}$$

Darüber hinaus hat eine Änderung der optischen Länge der parasitären Resonatoren mit der Temperatur eine laterale Verschiebung der Modulation zur Folge. Auch die lokale Modulation auf dem globalen Emissionsspektrum ist also temperaturabhängig [10].

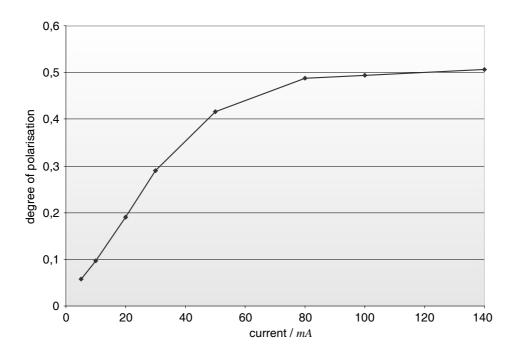


Bild 5: Polarisationsgrad einer Superlumineszenzdiode (Exalos, 820 nm, 5 mW) in Abhängigkeit vom Betriebsstrom.

Ein weiterer zu beachtender Aspekt bei der Beleuchtung von Faser-Bragg-Gitter-Sensoren ist die Restpolarisation der Quelle. Abhängig vom Betriebsstrom der SLD stellt sich ein entsprechender Polarisationsgrad des ausgesendeten Lichtes ein (siehe Bild 5). Der maximale Polarisationsgrad ist abhängig von der Struktur der Quelle. Es wurde zwar breits von SLDs berichtet, die unpolarisiertes Licht emittieren [11], im Allgemeinen ist davon allerdings nicht auszugehen: Der Polarisationsgrad des Lichtes beträgt bis zu 98 %.

4. Messtechnische Reaktion auf die Charakteristika der Beleuchtung

Breitbandige Beleuchtungsquellen und insbesondere Superlumineszenzdioden halten also einige Besonderheiten bereit, die beim Einsatz in FBG-Messystemen bedacht werden müssen. Im Folgenden wird daher auf die Behandlung der Temperaturabhängigkeit und der spektralen Modulation des Ausgangsspektrums eingegangen, wie sie vor allem bei der SLD auftreten. Die Restpolarisation des ausgesendeten Lichtes ist eine weitere Eigenschaft, die SLDs von LEDs unterscheidet und die beim Einsatz von SLDs beachtet werden sollte.

Da das Spektrum jeder realen breitbandigen Beleuchtungsquelle nicht flach ist, sondern z. B. durch eine Gaußfunktion modelliert werden kann, führt eine Änderung der globalen spektralen Charakteristik in der Wellenlänge zu einer Veränderung des spektralen Anteils, der vom FBG-Sensor reflektiert wird. Wird nun die Mittenwellenlänge der Reflexion als Zielgröße des FBG-Messsystems bestimmt, so führt die spektrale Veränderung der Reflexion zu einer größeren Messunsicherheit. Genaue Messungen sind daher ohne Kontrolle der Betriebstemperatur der SLD nicht möglich. Der Einfluss kann aber z. B. durch einen kommerziellen Lasertreiber minimiert werden. Je nach Packaging der Beleuchtungsquelle ist dabei auf eine Betriebstemperatur oberhalb des Taupunkts zu achten.

Die sorgsame Kontrolle der Betriebstemperatur ist bei einer SLD besonders wichtig, da diese im Gegensatz zur LED eine lokale Modulation des Spektrums besitzt. Jede Änderung der Modulation mit der Temperatur führt zu Fehlern bei der Bestimmung der Mittenwellenlänge des Sensors [12]. Wieder ist eine asymmetrische Veränderung des Sensorsignals aufgrund der ungleichförmigen Beleuchtung die Ursache für die zusätzliche Messunsicherheit.

Auch unter der Annahme der völligen Konstanz des Spektrums der Beleuchtungsquelle kommt es beim FBG-Messsystem zu asymmetrischen Veränderungen des Sensorsignals. Jede Ungleichförmigkeit der Steigung im Spektrum der Lichtquelle bewirkt bei Änderung der Bragg-Wellenlänge des Sensors (durch zu messende Temperatur oder Dehnungseinflüsse) eine asymmetrische Signalver-

breiterung. Bezogen auf das globale Spektrum mag der Einfluss der Änderung der Leistung mit der Wellenlänge vernachlässigbar klein sein. Bei der lokalen Modulation des Spektrums einer SLD ist das jedoch nicht unbedingt der Fall. Um präzise mit SLDs messen zu können ist deswegen bereits bei der Auswahl der Beleuchtungsquelle auf eine möglichst geringe spektrale Modulation zu achten.

Beim Umgang mit Glasfasersensorik bilden sich zudem immer wieder parasitäre Resonatoren aus, in denen es trotz geringer Kohärenzlängen zu sekundären Kohärenzeffekten kommt. Das kann die Qualität des Messsignals je nach Detektionsverfahren merklich beeinträchtigen. Es ist daher wichtig, alle potentiellen Störquellen zu kennen und möglichst zu minimieren.

Unter Berücksichtigung der inhärenten Doppelbrechung der Glasfasern muss der Tatsache, dass die SLD Licht mit einer Vorzugspolarisationsrichtung aussendet, Rechnung getragen werden. Bei der Beobachtung mit FBG-Messsystemen entstehen zwei miteinander verschmolzene Spitzen mit den Mittenwellenlängen λ_{Bp} und λ_{Bq} im Spektrum [13]. Das führt zu Peakverbreiterungen, wie sie in Bild 6 zu sehen sind.

Bei der Detektion der Mittenwellenlänge führt das zu fehlerbehafteten Messungen. So lange die Polarisationsabhängigkeit von FBG-Sensoren derart hoch bleibt und nicht durch Modifikation des Produktionsprozesses deutlich eingeschränkt werden kann, muss der Effekt auf der Seite der Messtechnik berücksichtigt werden. Eine Möglichkeit ist es, im ganzen Messsystem polarisationserhaltende Fasern (PM-Faser) zu nutzen und somit immer gleiche Polarisationsverhältnisse am Sensorort zu garantieren. Aufgrund der hohen Kosten polarisationserhaltender Fasern ist das jedoch unpraktikabel. Eine weitere Möglichkeit ist, das Licht der Quelle zu depolarisieren. Im Falle der Wellenlängen um 1550 nm existiert eine Reihe verschiedener kommerzieller Lösungen für diese Aufgabe.

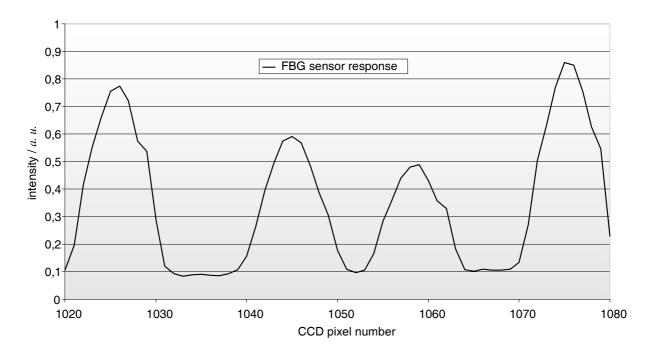


Bild 6: Spektrale Antwort einiger FBG-Sensoren in einer hoch dotierten Germanium-Glasfaser aus dem Ziehturm-Produktionsprozess bei Beleuchtung mit polarisiertem Licht. Auf der rechten Seite der Peaks sind Auswölbungen zu erkennen, die nicht von der eigentlichen Sensorcharakteristik stammen.

Die Anforderungen an die Depolarisierung einer breitbandigen Quelle sind aufgrund ihrer geringen Kohärenzlänge jedoch nicht so hoch, wie bei einem Laser. Es kommen daher auch kostengünstigere Verfahren zur Depolarisation in Frage. Eine passive Variante, um eine SLD zu depolarisieren, ist der Faser-Lyot-Depolarisator. Er ist aufgrund der notwendigen langen, polarisationserhaltenden Fasern genau wie aktive Verfahren jedoch hochpreisig. Außerdem induziert der Übergang von der SM-Faser in die PM-Faser eine zusätzliche Dämpfung in das Messsystem.

Die Autoren verfolgen daher einen anderen Ansatz, bei dem ein Teil des polarisierten Lichtes im Sinne einer Verzögerungsleitung einen Ring durchläuft, in dem der Winkel der Polarisation gedreht wird [14]. Die Überlagerung der verschiedenen Polarisationsrichtungen im Faser-Ring-Depolarisator ergibt quasidepolarisiertes Licht am Faserausgang. Besonders kostengünstig ist der Ansatz, da lediglich zwei Enden eines Standard-2x2-Kopplers aneinandergekoppelt und abhängig vom Polarisationszustand der Lichtquelle der Winkel der Polarisation im Ring gestellt werden muss.

5. Messergebnisse

Um das Potential des vorangehend beschriebenen Faser-Bragg-Gitter-Messsystems zu demonstrieren, sollen an dieser Stelle eine einfache Messanordnungen gezeigt werden, anhand derer sich die Übertragbarkeit auf andere Anwendungen abschätzen lässt.

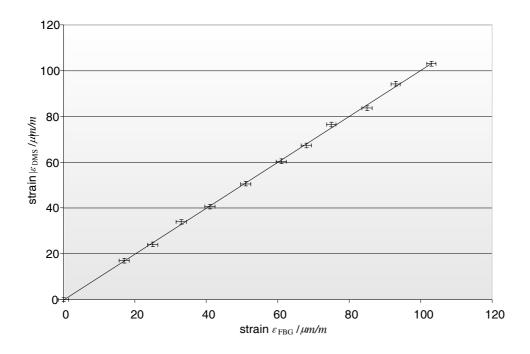


Bild 7: Quasistatische Dehnungsmessung an einem Kragbalken.

Ein Vergleich zwischen einem herkömmlichen Dehnungsmesstreifen und einem FBG-Sensor zur Dehnungsmessung bei dynamischer Messung wird in der in Bild 8 gezeigten Versuchsanordung vorgenommen. Dabei sind beide Sensoren nebeneinander auf einem Kragbalken verklebt. Der Balken besteht aus Aluminium und es können Dehnungen von bis zu 600 μ E aufgebracht werden. Er besitzt eine Eigenfrequenz von $f_0 = 5,9$ Hz. Bild 7 zeigt den Vergleich von DMS zu Faser-Bragg Sensor, aufgenommen bei einer statischen Messung.

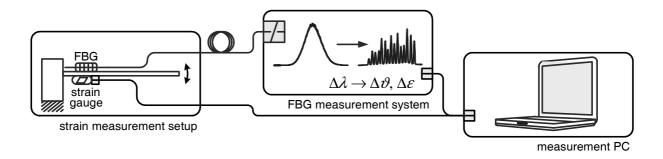


Bild 8: Labor-Messanordnung zum Vergleich zwischen Dehnungsmesstreifen und FBG-Sensor bei dynamischer Messung von Dehnungen an einem Kragbalken.

Auch bei sehr geringen Dehnungen liefert der FBG-Sensor qualitative gute Messungen und die Vergleichbarkeit mit dem DMS ist gegeben. Beide Messsignale sind auf 200 Hz bandbegrenzt. Ein Vorteil des FBG-Messsystems wird sehr schön deutlich: Elektromagnetische Einflüsse wie das bei der DMS-Messung in Bild 9 erkennbare 50 Hz-Rauschen sind bei faseroptischer Sensorik leichter beherrschbar.

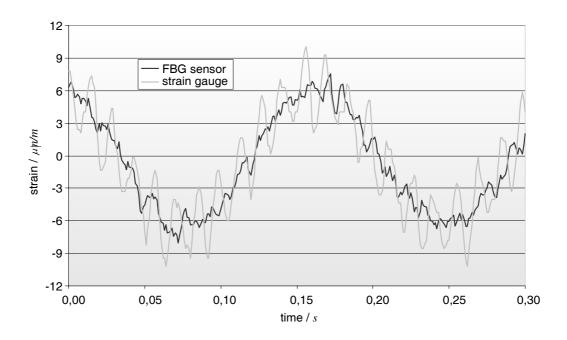


Bild 9: Vergleich zwischen Dehnungsmesstreifen und Faser-Bragg-Gitter-Sensor. Beide Sensoren sind auf einem Kragbalken mit der Eigenfrequenz $f_0 = 5,9$ Hz aufgeklebt.

Für die Messunsicherheit des Systems ergibt sich ein Wert von 1,4 μm/m bei einer Abtastrate von 500 Hz.

6. Zusammenfassung

Die gesuchte Größe bei Faser-Bragg-Gitter-Messsystemen ist die Wellenlängenänderung eines Sensorsignals. Um das Signal zu erzeugen, können Faser-Bragg-Gitter-Senoren mit einer breitbandigen Quelle beleuchtet werden. Temperaturabhängige Veränderungen der spektralen Beleuchtungscharakteristik beeinflussen das Sensorsignal. Ebenfalls tun dies inhärente Modulationen auf dem Spektrum der Beleuchtungsquelle bei Veränderung der Sensor-Wellenlänge. Polarisierte Beleuchtung führt zu asymmetrischer Veränderung des Sensorsignals. Durch geeignete Wahl der Beleuchtungsquelle sowie sorgfältige Kontrolle ihres Betriebszustandes können Messunsicherheiten minimiert werden. Um den Einfluss der Restpolarisation der Beleuchtungsquelle zu beschränken, sollte ein Depolarisator verwendet werden. Mit einem spektrometrischen Abfragesystem wurde eine Messunsicherheit von 1,4 µm/m bei einer Abtastrate von 500 Hz bei Nutzung einer Superlumineszenzdiode als Beleuchtungsquelle gezeigt.

Literatur

- [1] Bartelt H.: Von der photoempfindlichen Faser zum Fasergitter-Sensorsystem, VDI - Innovationen in der Mikrosystemtechnik 75, 1-33, 2001
- [2] Biebl, E.: Optische Uebertragungstechnik, Skript TU München, 2001
- [3] Neumann, E.: Single-Mode Fibers, Springer, 1988
- [4] Strobel, O.: Lichtwellenleiter Übertragungs- und Sensortechnik, VDE, 2002
- [5] Lee, B.: Review of the present status of optical fiber sensors, Optical Fiber Technology 9, 57-79, 2003
- [6] Zeh, T.: Optical fiber Bragg sensors, PhD thesis, Technische Universität München, Lehrstuhl für Messsystem- und Sensortechnik, 2004
- [7] Senior, J.: Optical Fiber Communications, Prentice Hall. 1992
- [8] Song J. H.: High-Power Broad-Band Superluminescent Diode with Low Spectral Modulation at 1.5-um Wavelength, IEEE Photonics Technology Letters 12 (7), 783-785, 2000

- [9] Kaminow I. P.: Measurement of the Modal Reflectivity of an AntireflectionCoating on a Superluminescent Diode, IEEE Journal of Quantum Electronics 19 (4), 493-495, 1983
- [10] Lee T. P.: A Stripe-Geometry Double-Heterostructure Amplified-Spontaneous-Emission (superluminescent) Diode, IEEE Journal of Quantum Electronics 9 (8), 820-828, 1973
- [11] Shidlovski, V: Superluminescence Diodes, Technical report, SuperlumDiodes Ltd., 2004
- [12] Sano Y.: Effect of Light Source Spectral Modulation on Wavelength Interrogation in Fiber Bragg Grating Sensors and Its Reduction, IEEE Sensors Journal 3 (1), 44-49, 2003
- [13] Trutzel, M.: Dehnungsermittlung mit faseroptischen Bragg-Gitter-Sensoren, PhD thesis, Technische Universität Berlin, 2001
- [14] Martinelli M.: Theory of a tunable fiber ring depolarizer, Applied Optics 40 (8), 3014-3018, 2001

Entwicklung einer pH-Optode zur Früherkennung korrosionsgefährdender Zustände in Stahlbeton

Nathalie Dantan, Marek Höhse

Bundesanstalt für Materialforschung und -prüfung, Arbeitsgruppe Faseroptische Sensorik, Berlin

Tel.: 030-8104 3989, e-mail: nathalie.dantan@bam.de

Alexander A. Karasyov, Otto S. Wolfbeis

Universität Regensburg, Institut für Analytische Chemie, Chemo- und Biosensorik, Regensburg

Tel.: 0941-943 4065, e-mail: otto.wolfbeis@chemie.uni-regensburg.de

Kurzfassung

Das Absinken des pH-Werts der zementgebundenen Matrix im Umfeld von Stahl durch chemisch-umweltbedingte Angriffe gefährdet den Korrosionsschutz und kann zu gravierenden Schädigungen der Bausubstanz führen. Daher ist ein in-situ-Monitoring des chemischen Zustands in Stahlbeton sowohl von Bauherren als auch von Betreibern dringend gewünscht. Heutzutage gibt es allerdings nur vereinzelte erhältliche Systeme zur Überwachung des pH-Werts des Betons und sie erfüllen nicht immer alle messtechnischen Anforderungen. Im Rahmen einer Kooperation zwischen Forschungseinrichtungen, Universitäten und kleinen und mittleren Unternehmen wurde deshalb die Entwicklung eines baustoffintegrierbaren faseroptischen pH-Sensors für das in-situ-Monitoring des pH-Werts in Bauwerken aus Stahlbeton angestrebt. In diesem Beitrag wird als Ergebnis aufwändiger Labor- und Feldversuche ein Einkanal-Sensormuster vorgestellt, dessen Funktionalität (Empfindlichkeit und chemische Stabilität) über einen Zeitraum von nahezu einem Jahr nachgewiesen wurde.

1 Einleitung

Immer wieder treten beträchtliche Korrosionsschädigungen an Stahl- und Spannbetonbauwerken, insbesondere in aggressiver Umgebung (z.B. Fundamentbetone im Wasserbaubereich oder Abwasserkanäle), auf. Werden derartige Schäden in fortgeschrittenem Stadium entdeckt, sind die dann notwendigen Instandsetzungsmaßnahmen aufwendig und teuer. Kommt es zu einer kritischen Verminderung der Stahlfestigkeit ohne vorherige Anzeichen, ist auch mit einer unmittelbaren Gefährdung von Mensch und Umwelt zu rechnen. Der hohe pH-Wert des Betons hat dabei eine entscheidende Bedeutung, da er die Stahlbewehrung durch Passivierung vor dem Rosten schützt [1-4]. Wird ein Beton chemisch angegriffen (z. B. durch Säure), sinkt der pH-Wert und der Korrosionsschutz geht verloren. Die Schädigung des Bewehrungsstahls kann dann einsetzen, wenn ausreichend Sauerstoff und Feuchtigkeit vorhanden sind. Sind Hinweise über den pH-Wert des Betons zu erlangen, könnte der drohende oder bereits erfolgte Verlust der Passivierung erkannt und somit rechtzeitig vor dem Einsatz von Schädigungen gewarnt werden.

Es existieren einige Messsysteme zum In-situ-Monitoring des pH-Werts in Nähe der Stahlbewehrung. Allerdings ist ihr Einsatz aus unterschiedlichen Gründen wie Querempfindlichkeiten (z. B. Einfluss von Feuchtigkeitsschwankungen auf das elektrische Messsignal), unzureichende Langzeitstabilität oder unpassende Messfühlerdimensionen umstritten [5]. Als optimal erscheint für diese Monitoringaufgabe ein Messsystem auf Basis der faseroptischen Sensorik. Seit Jahren gewinnt diese Sensortechnik an Bedeutung. Insbesondere für das In-situ-Monitoring chemischer und biochemischer Prozesse wird das Potential derartiger Sensortechnik propagiert [6,7]. Das liegt zum einen an der Vielzahl möglicher Applikationsgebiete und zum anderen an den vielen Vorteilen gegenüber anderen Messmethoden wie geringe Abmessungen, geometrische Vielseitigkeit, zerstörungsfreie Messung und Kompatibilität zu modernen Übertragungssystemen. Weiterhin sind faseroptische Sensoren als stromloses Messverfahren (und im Gegensatz zu elektrochemischen Sensoren) beständig gegen Blitzeinschläge, nicht beeinflussbar durch elektrostatische Effekte und Feuchtigkeitsschwankungen und daher universeller einsetzbar.

Von den zahlreichen in der Literatur beschriebenen faseroptischen pH-Sensoren kommt derzeit allerdings keiner für eine In-situ-Überwachung des pH-Werts in Beton in Frage, weil sie den hohen Anforderungen an pH-Bereich, Langzeitstabilität und Robustheit nicht genügen. Verlangt wird eine langzeitstabile Funktion im hochalkalischen Medium, um Veränderungen des betonchemischen Zustands, die sich über einen langen Zeitraum ergeben, zuverlässig erfassen zu können. Weiterhin muss ein pH-Bereich von 13 bis 9 mit einer Auflösung von mindestens 0,5 pH Einheit verfügbar sein. Außerdem muss das Sensordesign die Einbettung unter rauen Umgebungsbedingungen unbeschadet überstehen und sich für den Einbau an unzugänglichen Stellen (z. B. in Erdankern oder Abwasserkanälen) eignen. Bei der Konzipierung des Sensordesigns muss auch der notwendige innige Kontakt zwischen dem Messfühler und der Betonmatrix gewährleistet werden. Dieser FuE-Aufgabe hat sich ein interdisziplinäres Konsortium, bestehend aus Forschungseinrichtungen (BAM, BGR, TU Berlin, Universität Regensburg) sowie kleinen und mittleren Unternehmen (MBF GmbH Berlin, Stump GmbH Langenfeld, Chromeon GmbH Regensburg) gestellt.

2 Faseroptische pH-Sensorik

Faseroptische pH-Sensoren, auch pH-Optoden genannt, bestehen prinzipiell aus einem pH-empfindlichen Material, das an der Stirnseite einer optischen Faser oder eines Faserbündels mechanisch oder chemisch fixiert wird (Bild 1). Derartige Materialien werden in der Regel dadurch präpariert, dass ein oder mehrere pH-Farbstoffindikatoren auf einen geeigneten Polymerträger dauerhaft immobilisiert werden. Prinzipiell ändert sich je nach pH-Wert die Absorption oder die Fluoreszenz eines pH-Farbstoffs, weshalb die meisten pH-Optoden auf Absorptions- oder Fluoreszenzmessungen basieren [8-10].

Weil Messaussagen, die aus Intensitätsmessungen bei einer einzigen Wellenlänge gewonnen werden, aufgrund zahlreicher Störeinflüsse (u. a. Schwankungen der Lichtquelle) oft unzuverlässig sind, wird für die Sensorentwicklung eine ratiometrische Auswertungsmethode bevorzugt. Dabei werden Intensitäten eines absorbierenden oder fluoreszierenden pH-empfindlichen Materials bei zwei unterschiedlichen Wellenlängen (z.B. Maxima) gemessen und als Signal

deren Verhältnis genutzt. Im Falle einer Störung wird eine derartige Größe nicht beeinflusst, da beide Intensitätsanteile gleichermaßen verändert werden. Bei der Fluoreszenz wird ebenfalls neuerdings der Energietransfer zwischen einem pH-unempfindlichen Lumineszenzmetallkomplex und einem pH-empfindlichen Absorptionsfarbstoff ausgenutzt. Je nach pH-Wert ändert sich bei einem Wellenlängenbereich die Absorption des pH-Indikators, und ein bestimmtes Quantum an Energie wird vom Metallkomplex zum Farbstoff transferiert. Als Signal wird dabei die Lumineszenzabklingzeit des Metallkomplexes ausgewertet, die im Falle einer Signalstörung nicht beeinflusst wird.

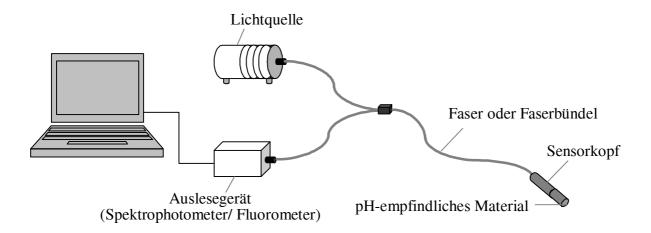


Bild 1: Messeinrichtung zur faseroptischen pH-Messung unter Einsatz eines Faserbündels

3 Laborentwicklung

Unter Berücksichtigung der messtechnischen Anforderungen an pH-Bereich, Langzeitstabilität im hochalkalischen Medium und optische Eigenschaften wurden zahlreiche kommerziell erhältliche oder gezielt synthetisierte absorbierende und fluoreszierende pH-Farbstoffe auf ihre Eignung geprüft. Zu diesem Zweck wurde ein von der Firma Presens GmbH (Regensburg) speziell angefertigtes faseroptisches Fluorimeter (PDD1) sowie eine aus einer Halogen-Lichtquelle und einem Spektrophotometer der Firma Ocean Optics GmbH bestehende Messeinrichtung eingesetzt. Nur wenige der untersuchten Farbstoffe erfüllen die gewünschten Anforderungen an chemische, optische und pH-Eigenschaften.

Auf Basis der internationalen Fachliteratur [7-9] und bekannter Ergebnisse der Universität Regensburg [10-12] wurden verschiedenartige pH-empfindliche Materialien für die zitierten Messverfahren der faseroptischen pH-Sensorik (Absorption und Fluoreszenz) hergestellt. Dabei wurden die als geeignet bewerteten Farbstoffe oder Farbstoffkombinationen auf diversen alkalibeständigen Polymerträgermaterialien gebunden. Die entstandenen Materialien wurden als Schicht an der Stirnseite eines optischen Glasfaserbündels oder einer Polymerfaser mechanisch fixiert, wie auf Bild 2 schematisch dargestellt, und hinsichtlich ihrer Eignung (Farbumschlag, pH-Bereich, Langzeitstabilität) bewertet. Als Signal wurde bei den absorbierenden Substanzen ein Intensitätsverhältnis und bei den fluoreszierenden Stoffen die Abklingzeit genutzt.

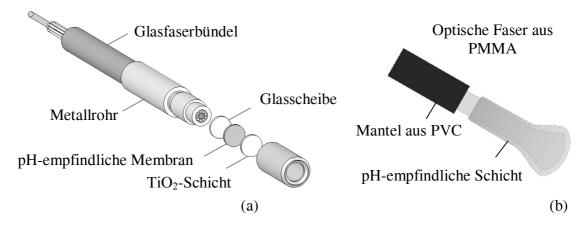


Bild 2: Explosionsdarstellung der zur Charakterisierung pH-empfindlicher (a) absorbierender und (b) fluoreszierender Materialien eingesetzten Messköpfe auf Basis der Faseroptik

Bei vielen Materialkombinationen ließen sich die pH-Farbstoffe nicht oder nur mäßig dauerhaft binden. Im Fall einer dauerhaften Einbindung traten oft unvorhersehbare Modifikationen der Eigenschaften der gebundenen Farbstoffe (u. a. Verlust der pH-Empfindlichkeit) zu Tage. Als Fazit einer Vielfalt von Versuchen genügte nur eine einzige Materialzusammensetzung, Thymolblau auf Amberlite XAD4 (Sorbenskügelchen aus Polystyroldivinylbenzol), die meisten Anforderungen an ein langzeitstabiles pH-empfindliches Material. Die mit diesem Material nach einem zum Patent [13] angemeldeten Verfahren präparierten Membranen wiesen über einen Zeitraum von mindestens 1 Jahr in stark alkalischem Milieu kein Farbstoffauswaschen und keine optische Änderung auf, was auf eine langzeitstabile Funktion hindeutet. Außerdem zeigen sie im pH-

Bereich von 13 bis 8 eine reversible pH-Abhängigkeit und zwei deutlich spektral getrennte Absorptionsmaxima. Aus der ratiometrischen Auswertung resultiert ein verfügbarer pH-Bereich von 12 bis 9. Aus den bisherigen Kalibrierkurven lässt sich ebenfalls eine Messauflösung von 0,1 bis 0,6 pH Einheit in Abhängigkeit vom pH-Wert angeben (Bild 3).

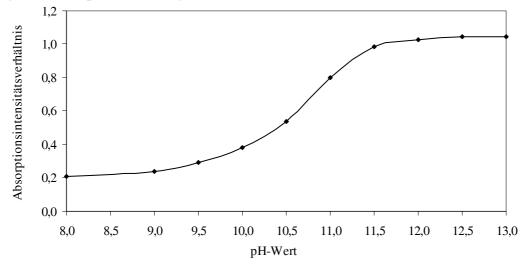


Bild 3: Kalibrierkurve einer aus Thymolblau und Amberlite XAD4 präparierten Membran: Verhältnis der bei den Absorptionsmaxima von 495 und 605 nm gemessenen Intensitäten in Abhängigkeit vom pH-Wert

Zu beachten ist jedoch, dass das Sensormaterial zum Erhalt der Hydrophilität und daher der pH-Empfindlichkeit nach Herstellung mit einer alkoholhaltigen Lösung hydrophilisiert und dann in wässrigen Lösungen gelagert werden muss.

4 Tauglichkeitstests unter praxisnahen Bedingungen

In Anbetracht der Hydrophilitätsproblematik stellte sich die Frage, ob nach Einbettung in zementgebundenen Materialien die umgebende Matrix für die Sicherstellung der Funktionstauglichkeit solcher pH-empfindlicher Membranen überhaupt ausreichend feucht bleibt. Zur Prüfung der Tauglichkeit der Membranen unter nahezu realen Einsatzbedingungen wurden Sensorkopfmuster mit Abmessungen, die für eine baustoff-integrierbare pH-Optode akzeptabel sind, konzipiert (Bild 4a), kalibriert und in Frischmörtel eingebettet. Bei der Einbettung wurde auf möglichst reproduzierbare Bedingungen (Anwendung der DIN

EN 196-1 [14] und unter Einsatz definierter zylindrischer Gießformen, Bild 4b) geachtet.

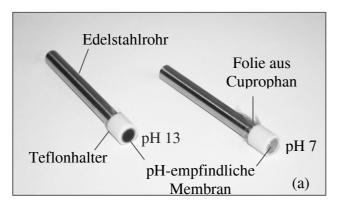




Bild 4: (a) pH-empfindliche Sensorkopfmuster, (b) Mörtelprüfling mit integriertem Sensorkopfmuster

Alle eingebetteten Sensorkopfmuster zeigten eine deutlich erkennbare Entwicklung des Absorptionsspektrums, die mit der erwarteten Einstellung eines stark alkalischen pH-Werts in der Mörtelmatrix übereinstimmte. Hieraus geht hervor, dass die Anbindung der Sensormembranen an die Mörtelmatrix unkritisch ist, welche eindeutig durch mikroskopische Untersuchungen bestätigt wurde. Gemäß der in der DIN-Norm beschriebenen Prozedur wurden die Gießformen 2 Stunden nach Einbettung in Luftfeuchte-Atmosphäre gelagert. Etwa 48 Stunden später wurden die erhärteten Mörtelkörper entformt und in Wasser bis zur weiteren Behandlung gelagert. Gezielt wurden auch Prüflinge zur Untersuchung des Verhaltens des Sensormaterials unter niedrigerer Feuchte in einer Atmosphäre mit weniger als 70 % relativer Feuchte gelagert. Ab diesem Zeitpunkt wurde das Absorptionsspektrum der eingebetteten Sensorkopfmuster in regelmäßigen Abständen über einen Zeitraum von mehr als 3 Monaten kontrolliert. Dabei konnte bei den in Wasser gelagerten Proben kaum eine Änderung des Messsignals festgestellt werden. Dahingegen zeigten die unter geringerer Feuchte aufbewahrten Prüfkörper eine Abnahme der Absorptionsintensität im Wellenlängenbereich von 600 nm bis 650 nm, was nicht auf die Änderung des pH-Werts in der Mörtelmatrix, sondern auf den Verlust der Hydrophilität des Sensormaterials zurückzuführen war.

Aus diesen Tauglichkeitstest läst sich ableiten, dass sich die auf der ratiometrischen Absorptionsmethode basierenden Sensormuster im gegenwärtigen Entwicklungsstadium für das In-situ-Monitoring des pH-Werts in Betonbauwerken eignen, solange das zementgebundene Material ausreichend lange feucht bleibt.

5 Erste Feldnahe Erprobung

An die Tauglichkeitstests wurde eine feldnahe Erprobung in Ankern der Stump GmbH, die zur Verankerung einer Spundwand im Rostocker Ölhafen dienen sollten, angeschlossen, Ziel war dabei, die erzielten Ergebnisse zu untermauern und die baupraktische Handhabbarkeit des Sensorkonzepts zu prüfen. Dafür wurde die Laborsensorkonfiguration an die messtechnischen Anforderungen (Überwachung des pH-Wertes im untersten Ankerbereich) und die rauen Einsatzbedingungen angepasst sowie eine Einbautechnologie für eine beschädigungsfreie Einbringung der Sensoren entwickelt. Insgesamt zehn robuste Funktionsmuster wurden an Ankerkörpern mechanisch fixiert, wobei ihre kritischen Stellen (vor allem Kabelverzweigung und Stecker) zusätzlich mit wasserdichtem Schlauch geschützt wurden (Bild 5).



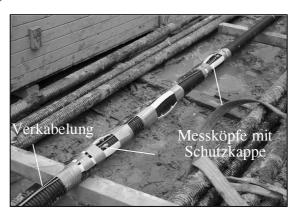


Bild 5: Fixierung von Funktionsmustern auf Ankerkörpern

Nach der üblichen Prozedur wurden anschließend die mit Sensoren bestückten Ankerkörper in ein mit Zementleim gefülltes Bohrloch mit kontrollierter Geschwindigkeit eingeführt, wobei die Messkopfschutzkappen erst unmittelbar zuvor entfernt worden waren. Nachdem Zementleim verpresst und das Bohrrohr

aus dem Boden gezogen worden war, wurden die optischen Verkabelungen und Stecker frei gelegt und die eingebetteten Funktionsmuster kontrolliert.

Wie bei den Tauglichkeitstests zeigten auch hier alle Sensoren eine ausreichende Signalintensität und einen stark alkalischen pH-Wert an. Die Einbauphase unter extrem rauen Bedingungen überstanden die Funktionsmuster ohne Beeinträchtigung. Während der abschließenden Oberflächenarbeiten (Verfüllen der Baugrube mit Sand und Aufbringen einer Schotterschicht) wurden wasserdichte Gehäuse neben der Oberkante der Spundwand montiert, in denen die optischen Stecker geschützt untergebracht sind und zur weiteren Kontrolle leicht zugänglich bleiben.

Bei Nachmessungen seit dem Einbau lieferte die Mehrzahl der Funktionsmuster ein ratiometrisch auswertbares Absorptionsspektrum, das einen hochalkalischen pH-Wert anzeigte. Die nichtverwertbaren Signalantworten konnten auf eine mögliche Beschädigung der Verkabelungen während der Oberflächenarbeiten zurückgeführt werden. Bei den auswertbaren Spektren wurde außerdem eine wesentliche Abnahme der Absorptionsintensitäten registriert, was mit den für eine Absorptionsmessung typischen Störeinflüssen erklärt werden kann. Im Falle immer kleiner werdender Signalintensitäten könnte ein Langzeitnachweis der Messtauglichkeit der Funktionsmuster schwierig werden. Es bleibt abzuwarten, wie sich die Sensoren im längeren Feldeinsatz verhalten.

6 Zusammenfassung und Ausblick

Aufwändige Labor- und Feldversuche konnten die Funktionsweise von faseroptischen baustoff-integrierbaren pH-Sensormustern über einen Zeitraum von
nahezu einem Jahr nachweisen. Im Rahmen eines AiF-Projekts werden nun die
erreichten Ergebnisse in produktionstaugliche Sensorlösungen für Anwendungen im Betonbau und in der Geotechnik umgesetzt. Die Weiterentwicklung
des vorhandenen Sensorkonzepts zu einem Prototyp als Basis für ein vermarktungsfähiges Produkt erfordert noch die Klärung komplexer wissenschaftlicher und technischer Fragenstellungen. Dabei ist zu beachten, dass die
Sensorkonfiguration und die Einbautechnologie noch besser an die Applika-

tionsbedingungen angepasst werden müssen. Gefordert wird ebenfalls ein deutlich preiswerteres Monitoringsystem.

Mit den bisher erreichten Entwicklungsergebnissen ist aufgrund der Hydrophilitätsproblematik ein universeller Sensoreinsatz derzeit noch nicht möglich. Entgegen kommt aber die Tatsache, dass zahlreiche Applikationsfelder wie Fundamente im Wasserbaubereich oder abwassertechnische Anlagen, bei denen die zementgebundene Matrix ausreichend feucht bleibt, bereits erschlossen werden können. Insbesondere im letztgenannten Gebiet gibt es einen erheblichen Bedarf an Sensoren zum Korrosionsmonitoring, um die immensen Kosten, die alleine Korrosionsschäden in Deutschland verursachen [15], zu reduzieren.

Literatur

- [1] P.K. Mehta: Durability Critical Issues for the Future. Concrete International, July, 27, 1997
- [2] F. Mansfeld, H. Shih, A. Postyn, J. Devinny, R. Islander, C.L. Chen: Corrosion monitoring and control in concrete sewer pipes. Corrosion, 47, 369, 1991
- [3] J. Bürck, u. a.: Distributed fiber-optical HC leakage and pH sensing techniques for implementation into smart structures. SPIE Conf. San Diego. Proc. of SPIE vol. 5384, 1, 2004
- [4] W. Grahn, P. Makedonski, J. Wichern, W. Kowalsky, S. Wiese: Fiberoptical sensors for in-situ monitoring of moisture and pH-value in reinforced concrete. Proc. SPIE, 4480, 395, 2002
- [5] P. Schießl, M. Raupach: Korrosionsgefahr von Stahlbetonbauwerken, Überwachung der Korrosion mit Einbausensoren. Beton 3, 146-149, 1994
- [6] O.S. Wolfbeis (ed.): Fiber Optic Chemical Sensors and Biosensors. CRC Press, Boca Raton, Boston, 1991
- [7] J. Lin: Recent development and applications of optical and fiber-optic pH sensors. trends in analytical chemistry, 19, 541, 2000
- [8] F. Baldini: Critical Review of pH sensing with optical fibers. Proc. SPIE, 3540, 2, 1998
- [9] G. Vishnoi, T.C. Goel, P.K.C. Pillai: A pH-optrode for the complete working range. Proc. SPIE, 3538, 319, 1998

- [10] U. Kosch, I. Klimant, T. Werner, O.S. Wolfbeis: Strategies to design pH optodes with luminescence decay times in the microsecond time regime. Anal. Chem., 70, 3892, 1998
- [11] T. Werner, O.S. Wolfbeis: Optical sensor for the pH 10-13 range using a new support material. Fresenius J. Anal. Chem., 346, 564, 1993
- [12] G.J. Mohr, O.S. Wolfbeis: Optical sensors for a wide pH range based on azo dyes immobilized on a novel support. Anal. Chim. Acta, 292, 41, 1994
- [13] N. Dantan, H. Kohlhoff, M. Höhse: Optochemische Sensormembran und Verfahren zur Herstellung. Patentanmeldung, Anmeldedatum: 31.03.2005, Registriernummer: DE 10 2005 013 198.0
- [14] Prüfverfahren für Zement, Teil 1: Bestimmung der Festigkeit, Deutsche Norm, DIN EN 196-1, Beuth Verlag, Berlin (1994)
- [15] Die Zeit: Das Gelb liegt unter der Strasse. Nr. 15/2005 vom 06.04.2005

Deflektometrische Untersuchungen mit inversen Mustern

Stefan Werling, Jürgen Beyerer

Institut für Technische Informatik (ITEC), Lehrstuhl für interaktive Echtzeitsysteme, Prof. Dr.-Ing. J. Beyerer, Tel.: 0721-608 5910, e-mail: juergen.beyerer@iitb.fhg.de

Kurzfassung

Der Einsatz von inversen Mustern zur schnellen und robusten Prüfung spiegelnder Freiformflächen wird vorgestellt. Beobachtet man bekannte Muster, die z.B. über ein LC-Display dargestellt werden, über eine spiegelnde Oberfläche, erscheinen diese dem Betrachter deformiert und verzerrt. Deflektometrische Verfahren versuchen aus der Kenntnis der originalen und der deflektierten Muster auf Eigenschaften der Oberfläche, insbesondere auf deren Gestalt, zu schließen. Dieses inverse Problem ist schlecht gestellt, worauf kurz eingegangen wird. Darüber hinaus bedarf es der Kenntnis einer so genannten Abbildungsfunktion, d.h. der Zuordnung eines Punktes des Musters (z.B. eines bestimmten LCD-Pixels) zum zugeordneten Empfängerpunkt. Um diese Zuordnung zu erreichen, werden im Allgemeinen die Punkte des Musters codiert. Diese aufwändigen Codierverfahren sind auf Grund der Notwendigkeit, umfangreiche Bildsequenzen aufzunehmen, für die takthaltende Prüfung im industriellen Umfeld nur bedingt geeignet. Mittels bekanntem 3D-Modell des Prüfobjekts bzw. Messung an einem Referenzobjekt können vorab so genannte inverse Muster berechnet werden. Diese Muster erzeugen über die Abbildung des Prüfobjekts unverzerrte Muster in der Kameraebene. Damit ist die Oberflächentopographie im inversen Muster implizit vorhanden. Die automatische Oberflächenprüfung beschränkt sich jetzt auf die Auswertung eines Bildes, womit ein deutlicher Geschwindigkeitsvorteil zu den bisherigen Verfahren erzielt wird.

1 Einleitung

Ein Ziel aktueller Forschung am Lehrstuhl für interaktive Echtzeitsysteme ist die Entwicklung eines robotergestützten Systems zur interaktiven Evaluierung und Lösung von Bildverarbeitungsaufgaben. Gerade bei komplex geformten Bauteilen wie z.B. Automobilstoßfängern ist eine Planung und optimale Bestimmung der erforderlichen Systemparameter (Bildfeld, Bildauflösung, Schärfentiefe, Anzahl der erforderlichen Bildaufnahmen, Positionen der Beleuchtung und der Kamera, Bahnplanung des Sensorkopfes usw.) notwendig. Die optische, industrielle Onlineinspektion technischer Objekte erfordert dabei regelmäßig die Erfassung und Kontrolle deren Form- und/oder Reflektanzabweichungen von ihren Sollwerten. Die Erfassung der Formabweichung (3D-Gestalt, Krümmung) bedarf, insbesondere bei spiegelnden bzw. teilspiegelnden Oberflächen, neuer Ansätze der 3D-Messtechnik, da etablierte Verfahren auf der Basis teildiffuser Reflexion wie Lasertriangulation oder Streifenprojektion auf Grund der Reflektanzeigenschaften dieser Objekte nicht eingesetzt werden können.

Deflektometrische Verfahren erlauben bei spiegelnden Objekten die Bestimmung der Oberflächengestalt bzw. deren lokalen Eigenschaften (Krümmung) mit hoher Genauigkeit. Dabei werden bekannte Muster über die zu untersuchende Oberfläche auf einen Sensor abgebildet und auf Grund der gemessenen Verformung dieser Muster die Oberfläche bestimmt. Die Zuordnung Kamerapixel (gemessenes Muster) zur Position auf einem LC-Display oder Projektionsschirm (bekanntes Muster) erfolgt in der Regel durch die Dekodierung einer Bildserie, wobei durch die zeitliche Abfolge unterschiedlicher Muster eine örtliche Kodierung erfolgt. Übliche Kodierverfahren sind im einfachsten Fall Gray-Code Sequenzen, wobei elaboriertere Verfahren mehrstufige Phasenshiftmethoden benutzen. Diese aufwändigen Kodierverfahren sind auf Grund der Notwendigkeit, umfangreiche Bildsequenzen aufzunehmen, für die takthaltende Prüfung im industriellen Umfeld nur bedingt geeignet. Der Einsatz inverser Muster ermöglicht die Prüfung technischer Objekte mittels weniger Bildaufnahmen und ermöglicht den Einsatz deflektometrischer Methoden in der industriellen Onlineprüfung.

Die Generierung inverser Muster stellt darüber hinaus einen Teilaspekt des robotergestützten Planungs- und Evaluierungssystems zur Lösung von Bildverarbeitungsaufgaben dar. Oft können menschliche Experten keine quantitativen Aussagen über Fehlertopographien an Bauteilen liefern, sondern beschreiben IO/NIO-Teile auf Grund ihrer visuellen Erscheinung. Bei spiegelnden Oberflächen führt dies zu einer Bewertung der Deformation von Bildern von an sich bekannten Mustern. Dies ermöglicht uns zum Einen, in einer Simulationsumgebung dem Experten die Auswirkungen von Oberflächendeformationen zu präsentieren und damit im Sinne eines kontrollierten Lernens einen Klassifikator hinsichtlich der deflektierten Muster aufzubauen und zum Anderen, in einer Inspektionsstation technische Objekte auf Grund der Eigenschaften der deflektierten Muster zu prüfen.

Im Gesamtsystem Simulation, Prüfplanung, Validierung und Inspektion spiegelnder Oberflächen hat die Generierung und Auswertung von Mustern, insbesondere von inversen Mustern auf Grund ihrer einfachen Auswertbarkeit, eine zentrale Rolle.

2 Aufbau

Beobachtet man einen menschlichen Experten bei der Prüfung von spiegelnden Objekten, so betrachtet dieser die von der Oberfläche reflektierten und verzerrten Muster von Dingen in der Umgebung. Zusätzlich wird er in explorativer Weise die Oberfläche bewegen, bis er zur Überzeugung kommt, aus allen relevanten Beobachtungsposition die Deformationen bewertet zu haben.

Aus diesem Leitbild ergeben sich folgende Forderungen an den Prüfaufbau:

- Beleuchtungsrichtung und Beobachtungsrichtung lassen sich unabhängig voneinander, flexibel und mit großer Genauigkeit einstellen.
- Beleuchtungsmuster lassen sich flexibel und mit hoher geometrischer Genauigkeit erzeugen.
- Kameraparameter lassen sich automatisch und reproduzierbar einstellen.

Alle drei Forderungen werden durch den Einsatz zweier kooperierender Roboter, eines LC-Displays zur variablen Mustererzeugung und einer CCD-Kamera mit motorischem Zoom und Blende erfüllt und im nachfolgenden Bild dargestellt.

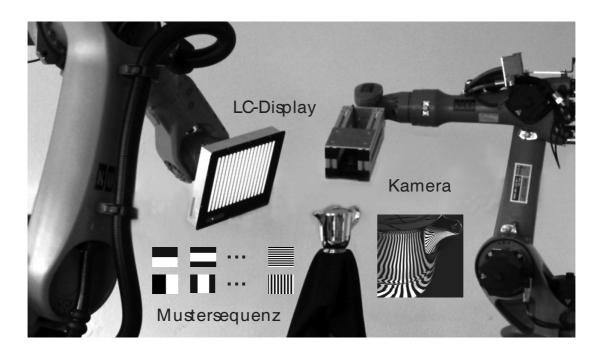


Bild 1: System zur deflektometrischen Untersuchung spiegelnder Oberflächen

3 Deflektometrie

Zunächst wird das deflektometrische Problem im Kontinuum betrachtet (Darstellung nach [1]). Es bezeichne, bei Parametrierung in Kamerakoordinaten *u,v*

$$\mathbf{s} = f(u, v) \begin{pmatrix} u \\ v \\ 1 \end{pmatrix}, \ \mathbf{n} = \begin{pmatrix} -\partial_u f \\ -\partial_v f \\ 1 \end{pmatrix}, \ \mathbf{l} = \begin{pmatrix} l_1(u, v) \\ l_2(u, v) \\ 0 \end{pmatrix}$$
(1)

den Sichtstrahl zur Oberfläche, den Normalenvektor am Oberflächenpunkt und den Vektor zum Muster (LC-Display).

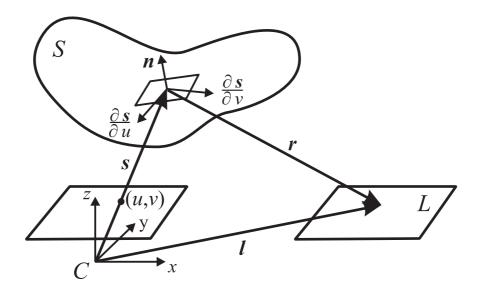


Bild 2: Geometrie der Reflexion

Nach Voraussetzung gilt für den Sichtstrahl und den reflektierten Strahl r = l - s das Reflexionsgesetz:

$$\left\langle \boldsymbol{l} + \frac{\|\boldsymbol{l} - \boldsymbol{s}\|}{\|\boldsymbol{s}\|} \boldsymbol{s}, \boldsymbol{n} \right\rangle = 0 \quad \text{und} \quad \left\langle \boldsymbol{l} \times \boldsymbol{s}, \boldsymbol{n} \right\rangle = 0$$
 (2.1), (2,2)

Aus der Anwendung der Gleichung (2.1) auf die Parametrierung in Kamerakoordinaten ergibt sich nach wenigen Umformungen die deflektometrische DGL:

$$\frac{\partial f}{\partial u} \left(u^2 l_2 - u v l_1 + l_2 \right) - \frac{\partial f}{\partial v} \left(v^2 l_1 - u v l_2 + l_1 \right) = \left(v l_1 - u l_2 \right) f \tag{3}$$

Dabei sind $l_1(u,v)$ und $l_2(u,v)$ der Messung zugänglich. Durch Kodierung der Punkte auf L lässt sich jedem Kamerapixel (u,v) eine Schirmposition l zuordnen. Literaturübliche Methoden sind neben der Dekodierung von Gray-Code Sequenzen [2], [3] vor allem Phasenschiebeverfahren, die genaue und robuste Ergebnisse zeigen [3], [4].

Gleichung (3) ist eine partielle Differentialgleichung erster Ordnung, wobei keine Anfangswerte gegeben sind. Dies erlaubt keine eindeutige Lösung der deflektometrischen DGL. Das deflektometrische Problem ist damit ohne Zusatzwissen ein schlecht gestelltes.

Unter den zahlreichen in der Literatur beschriebenen Lösungen seien nur die große Klasse der Stereoverfahren (Regularisierung durch eine zweite Messung entweder durch Verschiebung des Schirms oder der Kamera) [5], [6], [7], [8] und Verfahren, die Annahmen über die Oberflächen treffen [9], [10], erwähnt.

4 Inverse Muster

Im Folgenden bezeichne $h_{i,j}$ den Intensitätswert eines LC-Displays an der Position $(i,j) \in N_{lcdR} \times N_{lcdC}$ auf dem LC-Display und $g_{u,v}$ das Kamerasignal an der Position $(u,v) \in N_{camR} \times N_{camC}$ für eine gegebene und feste Konfiguration. Für die Abbildung $h \to g$ gilt

$$g_{u,v} = \sum_{i,j} p_{u,v,i,j} h_{i,j}.$$
 (4)

Das System ist damit im Allgemeinen nicht verschiebungsinvariant. Kamerasignale und LCD-Werte lassen sich umnummerieren $((u,v) \rightarrow m, (i,j) \rightarrow n)$ und als Vektoren darstellen:

$$g = Ph$$
, mit $P \in \mathbb{N}^{lcdR \cdot lcdC \times camR \cdot camC}$ (5)

Der Kamerasignalvektor g lässt sich, zumindest im Prinzip, für gegebenes h messen (Einschalten genau eines LCD-Pixels und Bestimmung aller $g_{u,v}$, iterativ für alle i, j).

Wird das Kamerasignal \widetilde{g} vorgegeben, führt dies direkt zum inversen Muster \widetilde{h} :

$$\tilde{h} = Q \tilde{g}, \text{ mit } Q = P^{-1}$$
 (7)

In der Praxis liegen die Werte von N_{lcdR} , N_{lcdC} , N_{camR} , N_{camC} in der Größenordnung von 1000, d.h. $\textbf{\textit{P}} \in N^{1000000\times1000000}$, wobei $\textbf{\textit{P}}$ schwach besetzt ist. Das Problem (7) ist in der Regel schlecht konditioniert und damit nicht direkt lösbar.

Die zur Lösung des deflektometrischen Problems notwendige Messung der Abbildung $(u,v)^T \rightarrow (i,j)^T$ mittels Dekodierungs- bzw. Phasenentfaltungsmetho-

den liefert bei Separation der Dekodierung in Spalten- und Zeilenpositionen zwei Abbildungsmatrizen M_1 und M_2 mit:

$$\boldsymbol{q}(u,v) = \left(\boldsymbol{e}_{v}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{M}_{1},\boldsymbol{M}_{2})\,\boldsymbol{e}_{u}\right)^{\mathrm{T}} = (i,j)^{\mathrm{T}}.$$
 (8)

Damit stellen die deflektometrischen Messungen im geometrisch optischen Fall eine direkte Lösung des Problems (7) dar:

$$\widetilde{h}(i,j) = \frac{1}{\sum_{u,v} \delta_{q_1(u,v)-i,q_2(u,v)-j}} \sum_{u,v} \delta_{q_1(u,v)-i,q_2(u,v)-j} \ \widetilde{g}(u,v). \tag{9}$$

Somit impliziert die deflektometrische Messung eine Regularisierung des Problems (7).

Liefert die Phasenentfaltung keine diskreten Werte $(i', j')^T$, können Interpolationsverfahren für die Werte $\tilde{h}(i, j)$ an den diskreten Positionen $(i, j)^T$ angewandt werden, z.B. triangulierende Verfahren (vgl. dazu [11]).

Nachfolgend wird exemplarisch die Prüfung von konkaven Spiegeln dargestellt:

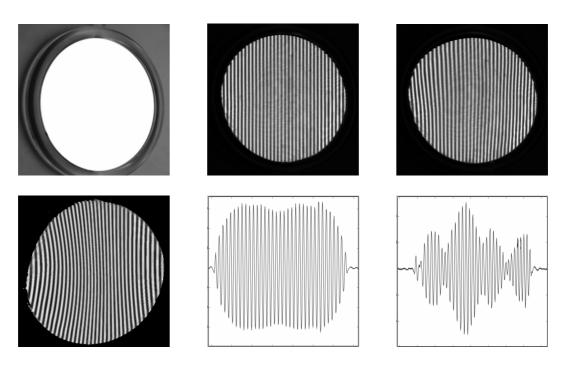


Bild 3: Oberer Reihe: Prüfobjekt, Kamerabild Referenz- und Fehlerteil. Untere Reihe: Inverses Muster, Projektion der Signale in Spaltenrichtung

Die Auswertung der Kamerabilder erfolgt dabei effizient durch Projektion der Grauwerte in Spaltenrichtung.

4.1 Signalmodell

Gleichung (5) kann als Signalmodell wie folgt dargestellt werden:

mit P = UT, wobei T die geometrische Transformation des Eingangssignals und U die Unschärfe auf Grund einer evtl. Defokussierung beschreibt. Gute Darstellungen der Unschärfemodellierung finden sich bei [12] und [13].

Direkte Lösung der Gleichung (7) liefert mit der Lösung (9) folgende Darstellung:

$$\left[\begin{array}{c|c} \widetilde{h} \end{array}\right] \longrightarrow \left[\begin{array}{c|c} T \end{array}\right] \longrightarrow \left[\begin{array}{c|c} \widetilde{g} \end{array}\right]$$

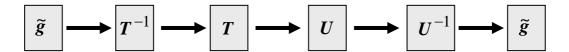
Dabei muss zur Berechnung des inversen Musters der Einfluss der kompletten optischen Abbildung berücksichtigt werden. Die optische Abbildung besitzt im Allgemeinen (Defokussierung) einen Tiefpasscharakter, d.h. es können nur Muster übertragen werden, die durch den Einfluss von U nicht wesentlich gestört werden, z.B. sinusförmige Muster. Diese Unschärfe ist der physikalische Grund der schlechten Konditionszahl des Problems (7).

Die Einflüsse von T und U auf das gewählte Eingangssignal \tilde{g} lassen sich auch bildseitig korrigieren:

$$\widetilde{g} \longrightarrow T \longrightarrow U \longrightarrow U^{-1}T^{-1} \longrightarrow \widetilde{g}$$

Durch inverse Filterung (Wiener-Filter) und geometrischer Entzerrung lassen sich damit die gewünschten Muster kameraseitig erzeugen. Nachteilig wirkt sich dabei jedoch aus, dass mit der bildseitigen Filterung eventuelle Fehlerobjekte ebenfalls transformiert werden.

Schließlich besteht noch die Möglichkeit die geometrische Entzerrung im LCD-Muster und die Defokussierung bildseitig zu berücksichtigen:



4.2 Auswertestrategien

Zur Auswertung inverser Muster können verschiedene Strategien verfolgt werden:

- Wird am Referenzobjekt ein sinusförmiger Streifenverlauf beobachtet, so zeigt sich jede Abweichung eines Prüfobjekts von seiner Referenz eindeutig in seinem Fourierspektrum, vgl. [2].
- Wird am Referenzobjekt ein Gittermuster beobachtet, so lassen sich aus der lokalen Deformation der Linien Aussagen über die Formabweichung des Prüflings vom Modell ableiten [10].
- Kleine, lokale topograhische Fehler lassen sich an Hell- Dunkelübergängen gut detektieren, wobei dies besonders einfach bei Beobachtung eines Streifenmusters gelingt:



Bild 3: Detektion lokaler Fehlstellen in lackiertem Stoßfänger

• Die gleichzeitige Darstellung farbcodierter inverser Muster ermöglicht die simultane Erfassung zweier Linienstrukturen in einer Stereokonfiguration und damit die Regularisierung des deflektometrischen Problems.

Damit können Oberflächen hinsichtlich ihrer Gestalt mit minimalem Bildaufnahmeaufwand verifiziert werden.

5 Zusammenfassung

Der Einsatz von inversen Mustern bei deflektometrischen Untersuchungen erlaubt:

- Eine schnelle Onlineprüfung im industriellen Umfeld.
- Eine schnelle Verifikation der Messfunktion l(u, v).
- Eine lokale Rekonstruktion der Oberfläche mittels deflektometrischem Stereoverfahren.
- Die Erzeugung nahezu beliebiger Muster \tilde{g} und damit die Schaffung eines auf Auswertung bekannter geometrischer Muster basierenden Klassifikationssystems zur Bewertung von Oberflächenabweichungen.

Die experimentellen Untersuchungen zur Erzeugung von inversen Mustern zeigen, dass bei Fokussierung der Kamera auf das LC-Display und bei der Wahl eines Abbildungsmaßstabs kleiner eins eine gute Darstellung der Muster gelingt. Die für diese Randbedingungen optimale Konfiguration muss für jede Aufnahmekonstellation optimal angepasst werden. Dies unterstreicht die Notwendigkeit zur Entwicklung des flexiblen Planungs- und Evaluierungssystems für Bildverarbeitungsaufgaben.

Literatur

- [1] Balzer, Jonathan; Werling, Stefan: Regularization of the deflectometry problem using shading data, SPIE Optics East 2006: Two- and Three-Dimensional Methods for Inspection and Metrology IV, Proceedings of SPIE 6382, 2006 (Zur Publikation angenommen)
- [2] Pérard, Denis: Automated visual inspection of specular surfaces with structured-lighting reflection techniques, Düsseldorf: VDI Verlag, 2001

- [3] Kammel, Sören: Deflektometrische Untersuchung spiegelnd reflektierender Freiformflächen, Karlsruhe: Universitätsverlag Karlsruhe, 2005
- [4] Giglia, Dennis; Pritt, Mark: Two-Dimensional Phase Unwrapping, New York: Wiley, 1998
- [5] Petz, Marcus: Rasterreflexions-Photogrammetrie Ein neues Verfahren zur geometrischen Messung spiegelnder Oberflächen. Aachen: Shaker Verlag, 2006
- [6] Kaminiski, Jürgen; Lowitzsch, Svenja; Knauer, Markus; Häusler, Gerd: Full-Field Shape Measurement of Specular Surfaces, The 5th International Workshop on Automatic Processing of Fringe Patterns, S. 372-379, Osten Wolfgang (Hrsg.), Berlin: Springer, 2005
- [7] Kickingereder, Reiner, Donner, Klaus: Stereo Vision on Specular Surfaces, Proceedings of IASTED Conference on Visualization, Imaging, and Image Processing, S. 335-339, 2005
- [8] Bonfort, Thomas: Reconstruction de surfaces réfléchissantes á partir d'images, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2006
- [9] Beyerer, Jürgen; Pérard, Denis: Automatische Inspektion spiegelnder Oberflächen anhand von Rasterreflexion, Technisches Messen 64(10), S. 394-400, 1997
- [10] Savarese, Silvio; Chen, Min; Perona, Pietro: Local Shape from Mirror Reflections, International Journal of Computer Vision 64(1), S. 31-67, 2005
- [11] Li, Wansong, Bothe, Thorsten; Osten, Wolfgang; Kalms, Michael: Object Adapted Pattern Projection part I: Generation of Inverse Patterns, Optics and Lasers in Engineering, Bd. 41, S. 31-50, 2004
- [12] Mesch, Franz: Systemtheoretische Beschreibung optisch-elektrischer Meß-systeme, Teil 1: Inkohärente Systeme mit beliebigen Blenden und mit Defokussierung Einführung und Übersicht, Technisches Messen atm, Heft 7/8, S. 249-258, 1977
- [13] Stockseth, Per: Properties of a Defocused Optical System, Journal of the Optical Society of America, Bd. 59, Nr. 10, S. 1314-1321, 1969

Bestimmung der Förderparameter von Schüttgütern in pneumatischen Transportanwendungen

Anton Fuchs

Institut für Elektrische Meßtechnik und Meßsignalverarbeitung, Prof. G. Brasseur,
Technische Universität Graz, Österreich
Tel.: +43 316 873 7274, e-mail: anton.fuchs@tugraz.at

Kurzfassung

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit werden mögliche Ansätze für die Entwicklung eines Durchflusssensors zur Bestimmung der Materialgeschwindigkeit und der Materialkonzentration pneumatisch beförderter Schüttgüter untersucht. Aus diesen beiden Förderparametern kann der Massenstrom des Fördergutes zuverlässig ermittelt werden. Messmethoden und Sensorprinzipien, die den notwendigen Anforderungen des Durchflussmessgerätes genügen, wurden in Form von Prototyp-Sensoren realisiert und in praktischen Förderanwendungen getestet. Im Besonderen wird auf die Entwicklung und die Anwendung eines kameraoptischen Sensors, eines Sensors basierend auf räumlicher Filterung, sowie eines kapazitiven Kreuzkorrelations-Sensors eingegangen.

1 Einleitung

In zahlreichen industriellen Prozessen werden unterschiedlichste Materialien als Feststoffe pneumatisch befördert. Die Anwendungen reichen vom Be- und Entladen von Schiffen und Transportfahrzeugen über Förderung in der Kunststoffund Bauindustrie bis hin zur Feuerung in Kraftwerken. Für mess- und regelungstechnische Aufgaben ist es dabei oft unerlässlich, die Materialgeschwindigkeit und die Materialkonzentration im Förderrohr zu bestimmen [1].

Praktische Förderanwendungen stellen jedoch hohe Ansprüche an die Sensorik: Abrasives Verhalten des Fördergutes, triboelektrische Ladungen hervorgerufen durch Kollisionen während des Förderprozesses und unterschiedlichste Ausprägungen der Gas-Festkörperströmung sind nur einige der Anforderungen, die es für einen Durchflusssensor zu bedenken gilt. Ein Hauptproblem ist aber auch die in der Praxis vorkommende inhomogene Verteilung der Materialgeschwindigkeit und –konzentration über den Querschnitt des Förderrohres. Bild 1 zeigt beispielhaft den Einfluss der Materialverteilung auf die Geschwindigkeit der Partikel. Für horizontale Rohrleitungen wird aufgrund von Schwerkraft und Entmischungseffekten oft eine höhere Materialkonzentration am Boden des Förderrohres zu finden sein.

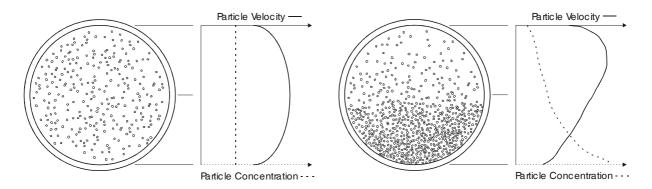


Bild 1: Partikelkonzentration und Partikelgeschwindigkeit für (links): homogene Materialverteilung und (rechts): inhomogene Materialverteilung (gem. [2])

Wegen der inhomogenen Materialverteilung wird daher in hier beschriebenen Anwendungen die mittlere Materialgeschwindigkeit \bar{v} bestimmt als

$$\bar{v}(t) = \frac{1}{R^2 \cdot \pi} \cdot \int_{\varphi=0}^{2\pi} \int_{r=0}^{R} v(r, \varphi, t) \cdot r \cdot dr \cdot d\varphi$$
 (1)

und die mittlere Materialkonzentration $\bar{\rho}$ als

$$\bar{\rho}(t) = \frac{1}{R^2 \cdot \pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} \int_{r=0}^{R} \rho(r, \varphi, t) \cdot r \cdot dr \cdot d\varphi$$
 (2)

mit R als innerem Rohrradius und r und φ als Polarkoordinaten.

2 Förderanlage

Die praktischen Messungen mit entwickelten Sensoren wurden am Centre for Bulk Solids der Universität Wollongong, Australien, durchgeführt. Bild 2 zeigt die verwendete Förderanlage: Am unteren horizontalen Rohrabschnitt wurden die jeweiligen zu testenden Sensorsysteme montiert; als Referenzmesssystem diente eine digital Hochgeschwindigkeitskamera, die an einem Schauglas installiert wurde. Weiße Plastik-Pellets, ein Rohmaterial in der Kunststofferzeugung, wurden als Fördergut für die Messungen verwendet. Der mittlere Durchmesser dieser Plastik-Pellets lag bei 3,78 mm. Messungen wurden unter Dichtstromund Dünnstrombedingungen durchgeführt [2], vorliegende Arbeit dokumentiert aber nur Dünnstrommessungen (d.h. Partikel dispers im Fördergas).

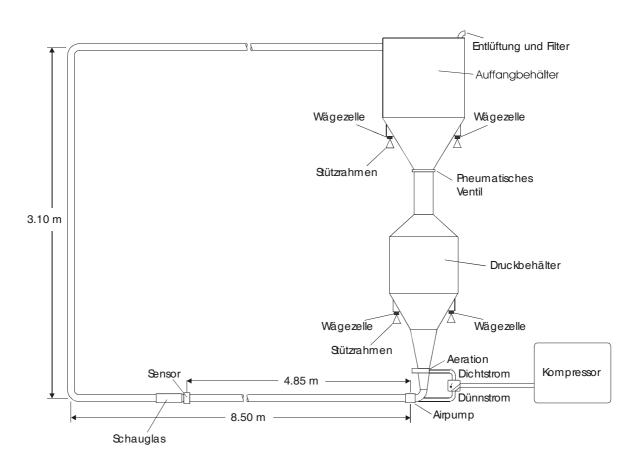


Bild 2: Förderanlage zur Messung der unterschiedlichen entwickelten Sensoren

3 Realisierte Sensor Prinzipien

3.1 Optische Analyse

Der vermutlich intuitivste Zugang zur Messung von Gas-Festkörperströmungen ist die optische Analyse. Durch ein Schauglas hindurch werden mit hoher Rate und in konstantem zeitlichen Abstand Bilder der Partikelströmung aufgenommen. Die Änderung der Position einzelner Partikel von einem Bild zum darauffolgenden wird bestimmt und damit sowohl die Geschwindigkeits-, als auch die Konzentrationsverteilung im Messvolumen ermittelt. Dieses Verfahren ist unter dem Namen Particle Tracking Velocimetry (PTV) bekannt [3]. Bild 3 zeigt den prinzipiellen Aufbau für verwendete optische Messung.

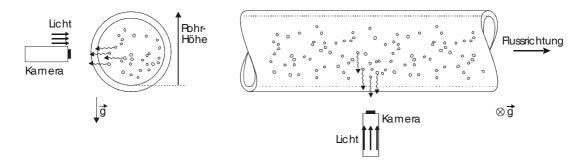


Bild 3: Aufbau für das optische Analyseverfahren am transparenten Rohrabschnitt

Eine Wiederholrate von 1600 Bildern pro Sekunde wurde für diese Messung verwendet. Die Veränderung der Partikelpositionen in aufeinanderfolgenden Digitalbildern wird durch Bildverarbeitung erfasst und ist in Bild 4 als Paare von Rechtecken mit errechnetem Schwerpunkt dargestellt.



Bild 4: Veränderung der Partikelpositionen in aufeinanderfolgenden Bildern, dargestellt als Paare von Rechtecken

Ergebnisse einer PTV-Messung sind in Bild 5 ersichtlich; ein durchschnittliches Abfallen der Partikeltrajektorien von 0,0043 mm pro mm Flussrichtung konnte bei den durchgeführten Experimenten ermittelt werden.

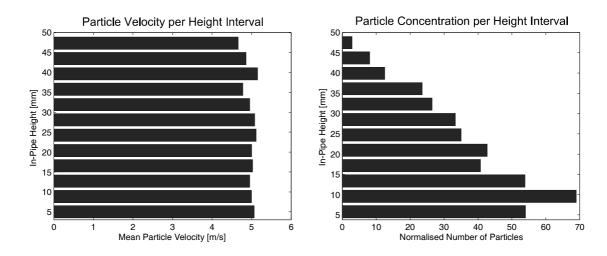


Bild 5: Ergebnisse der PTV-Messung für (links): Partikelgeschwindigkeit und (rechts): Partikelkonzentration im Förderrohr

Eine optische Durchflussmessung mit einer einzelnen Kamera erlaubt durch die Projektion eines 3D Prozesses auf eine 2D Bildebene keine Bestimmung der Querschnittsverteilung von Geschwindigkeit und Konzentration, sondern nur die gemittelte Verteilung entlang der optischen Achse. Die ermittelten Profile sind nur zuverlässig, wenn alle Partikel durch die Kamera aufgenommen werden und durch die Bildverarbeitung als solche erkannt werden. Daher eignet sich dieses Verfahren hauptsächlich für granulares Material mit geringer Staubentwicklung. Der Vorteil einer PTV-Messung liegt in der hohen Zuverlässigkeit sowie in der Möglichkeit, Partikeltrajektorien zu bestimmen.

3.2 Räumliche Filterung

Bedingt durch die Geometrie des Messaufbaus ist die Empfindlichkeit des Sensors in Flussrichtung des Materials sehr unterschiedlich. Ein Partikel verursacht nur während seines Aufenthaltes im sensitiven Volumen der Anordnung eine auswertbare Änderung im Messsignal – das Messsignal ist demnach das Ergebnis einer Faltung mit der räumlichen Sensitivitätsfunktion der Messanordnung. Schnell beförderte Partikel haben somit eine entsprechend kürzere Aufenthalts-

dauer im Messvolumen als langsam bewegte Partikel. Daher ist auch der spektrale Beitrag, also jener Anteil, den ein einzelnes Partikel zum Gesamtfrequenzspektrum beiträgt, für schnelle Partikel im höheren Frequenzbereich und für langsame Partikel im tieferen Frequenzbereich zu finden [4]. Bild 6 zeigt den prinzipiellen Aufbau des Prototypsensors, mit dem die Verwendung von räumlicher Filterung zur Messung von Förderprozessen getestet wurde. Auf einem transparenten Rohrstück (Schauglas) ist normal zur Flussrichtung eine einzelne Messebene von Fotowiderständen aufgebaut, die gleichmäßig durch das Rohr hindurch beleuchtet werden. Jedes vorbeifliegende Partikel blockiert dieses Durchlicht und wirft einen Schatten auf die Oberfläche des Fotowiderstandes, welcher dadurch seinen Widerstandswert ändert.

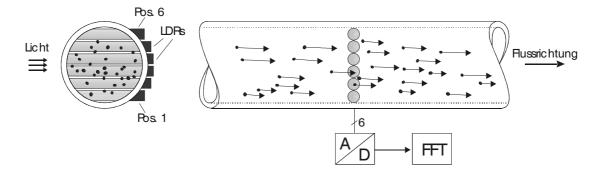


Bild 6: Anordnung für einen Sensor basierend auf dem Prinzip der räumlichen Filterung in (links): Flussrichtung gesehen und (rechts): normal zur Flussrichtung

Werden die gesampelten Messwerte f_s einer diskreten Fourier-Transformation (DFT) gemäß

DFT[k] =
$$\frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} f_s[k] \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot n \cdot k / N}$$
, k=0, ..., N-1 (3)

zugeführt, kann die relative Partikelgeschwindigkeit durch Analyse der Breite des Frequenzspektrums ermittelt werden. Bild 7 zeigt die Frequenzspektren für mittlere Partikelgeschwindigkeiten von 1 m/s, 10 m/s, 20 m/s und 30 m/s. Klar ersichtlich ist die Verbreiterung des Spektrums bei höheren Partikelgeschwindigkeiten.

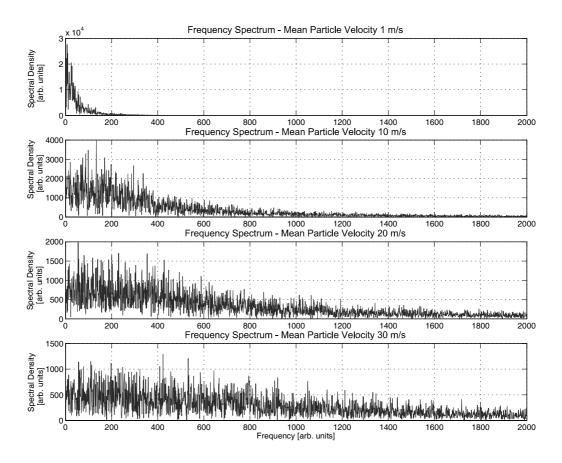


Bild 7: Frequenzspektren für mittlere Partikelgeschwindigkeiten von 1 m/s, 10 m/s, 20 m/s und 30 m/s

Die Auswertung der Geschwindigkeit kann über eine Rechenvorschrift erfolgen, in der zuerst das Spektrum normiert und dann alle betrachteten Frequenzkomponenten kumulativ aufsummiert werden

$$f_{cum}[k] = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} DFT[n] - \sum_{n=0}^{k} DFT[n]}{\sum_{n=0}^{N-1} DFT[n]}, \quad k=0, ..., N-1$$
(4)

$$f_{int} = \sum_{n=0}^{N} f_{cum}[n]$$
 (5)

Durch Integration dieser N Werte wird jeder Materialgeschwindigkeit ein eindeutiger Integrationswert f_{int} zugewiesen. Ergebnisse von praktischen Versuchen, in denen die mittlere Partikelgeschwindigkeit in sieben aufeinanderfolgenden Förderungen linear gesteigert wurde, sind in Bild 8 gezeigt. Da die Ge-

schwindigkeit für jeden der verwendeten Fotowiderstände separat bestimmt wird, kann ein über das Messvolumen der einzelnen Fotowiderstände gemitteltes Geschwindigkeitsprofil rekonstruiert werden.

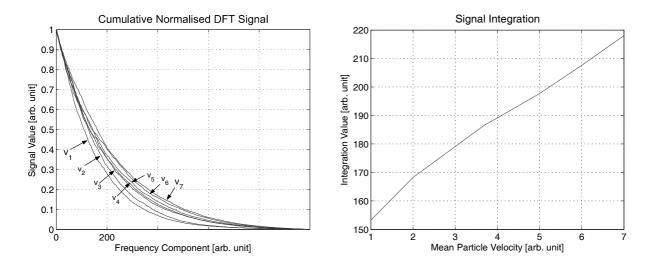


Bild 8: (links): Normierte Verläufe von f_{cum} für die Messungen mit steigenden Materialgeschwindigkeiten v_1 bis v_7 und (rechts): Verlauf von f_{int}

Für die Bestimmung der Materialkonzentration wird der Zusammenhang zwischen der Materialverteilung im Rohr und der Signalleistung \bar{x}^2 des Messsignals genutzt [5]. Dabei wird die Signalleistung über das Maximum der Autokorrelationsfunktion $\Phi_{11}(0)$ bestimmt:

$$E(x^2) = \overline{x}^2 = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \cdot \int_0^T x^2(t) \cdot dt$$
 (6)

$$\bar{x}^2 \equiv \Phi_{11}(0) \tag{7}$$

Auch hier kann für die sechs verwendeten Fotowiderstände jeweils ein relativer Konzentrationswert angegeben werden. Als Referenz für diese Messung wurden mittels automatisiertem Detektionsalgorithmus jene Signalvariationen in den Messsignalen gezählt, die auf das Vorhandensein von Partikel im Messvolumen hindeuten. Eine Gegenüberstellung von "gezählter" Partikelhäufigkeit und Partikelzahl aus der Autokorrelationsfunktion ist in Bild 9 dargestellt. Erkennbar ist in beiden Verfahren die deutliche Zunahme der Materialkonzentration in der Nähe des Rohrbodens.

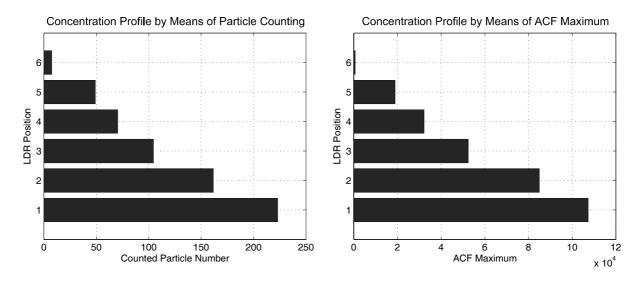


Bild 9: Bestimmung der Konzentrationsverteilung im Rohr (links): mit Hilfe eines automatisierten Detektionsalgorithmus und (rechts): mit Hilfe des Maximums der Autokorrelationsfunktion

Durch die Verwendung einer einzigen Messebene ist dieses Verfahren technisch einfach und kostengünstig zu realisieren. Die Berechnung der DFT und der kumulativen Summe sind Standardaufgaben für digitale Signalprozessoren (DSPs). Zur Vermeidung eines "projizierten" Profils bei der Ausführung mit Fotowiderständen wurde auch ein kapazitiver Sensor entwickelt, der ebenfalls das Prinzip der räumlichen Filterung nutzt [6]. Beide Sensor Ausführungen benötigen jedoch eine anfängliche Kalibrierung für Geschwindigkeit und Konzentration. Durch den bekannten Zusammenhang zwischen f_{int} und der Partikelgeschwindigkeit sowie zwischen $\Phi_{11}(0)$ und der Konzentration ist eine Zweipunkt-Kalibrierung ausreichend.

3.3 Kreuzkorrelative Methode

Das Prinzip der Kreuzkorrelations-Durchflussmesser basiert auf der Annahme, dass sich in der Strömung Eigenschaften wie Ladung, Dielektrizitätszahl oder Temperatur ändern [7]. Diese Eigenschaften werden dann in einer stromaufwärts und einer stromabwärts liegenden Messebene ermittelt und der Laufzeitunterschied Δt der Änderung aus der Kreuzkorrelationsfunktion Φ_{12} bestimmt.

$$\Phi_{12}(\tau) = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_{0}^{T} x_1(t) \cdot x_2(t - \tau) \cdot dt$$
 (8)

$$\Delta t = \arg\max_{\tau} \left(\Phi_{12}(\tau) \right) \tag{9}$$

Die Materialgeschwindigkeit für betrachtete Signale x_1 und x_2 ergibt sich mit bekanntem Abstand der Messebenen d_0 zu

$$\overline{v} = \frac{d_0}{\Delta t} \tag{10}$$

Entwickelter Kreuzkorrelationssensor beruht auf kapazitivem Prinzip und weist die Besonderheit auf, dass die Messebenen aus zwei segmentierten Sendeebenen sowie einem gemeinsamen Empfängerring bestehen. Die Sendeelektroden werden nacheinander mit einem Signal beaufschlagt (time division multiple access) und der Wert der Kapazität, die sich zwischen der aktiven Sendeelektrode und dem Empfangselektrodenring ausbildet, wird mit Hilfe einer Auswerteschaltung gemessen. Die Verwendung eines einzelnen Empfängerpfades bringt neben reduziertem Schaltungs- und Kostenaufwand auch den Vorteil, dass Verstärkungsfehler hier nicht ins Gewicht fallen. Bild 10 zeigt den prinzipiellen Aufbau des Sensors. Die Elektroden wurden für den Prototypen Aufbau auf Flexprint gefertigt und um das nicht leitfähige Rohrstück (Schauglas) gewickelt. Um externe Störeinflüsse zu minimieren wurde der Empfängerring mit einem auf Massepotential liegenden Schirm umgeben.

Durch die segmentierte Struktur der Sendeelektroden kann ein Querschnittsbild mit räumlicher Auflösung sowohl für die Verteilung der Materialgeschwindigkeit als auch für die Materialkonzentration erfolgen: Anstatt die Kreuzkorrelation nur für Signale korrespondierender Elektroden zu berechnen, werden hier alle möglichen (d.h. bei acht Sendesegmenten pro Sendeebene 64 Kreuzkorrelationsfunktionen) berechnet. Korrespondierende Elektroden liefern hierbei eine Sensitivität in der Nähe der Rohrwand während sich bei Korrelationen "durch das Rohr hindurch" sensitive Bereiche in der Rohrmitte ergeben (siehe Bild 11).

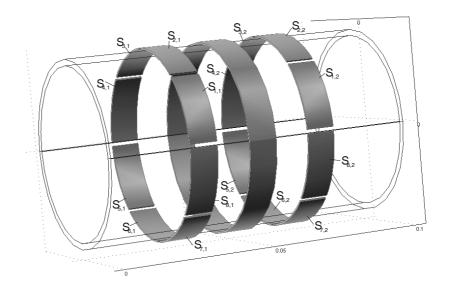


Bild 10: Prinzipieller Aufbau des Sensors mit zwei segmentierten Senderingen (links und rechts) und einem gemeinsamen durchgängigen Empfangsring in der Mitte

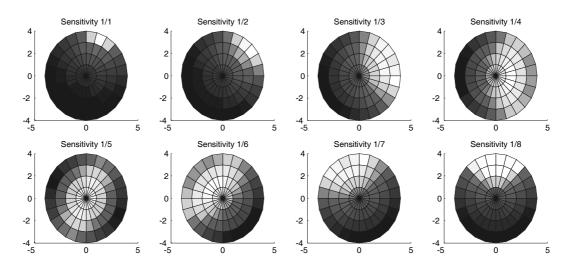


Bild 11: Sensitivitäten im Rohrquerschnitt hervorgerufen durch Kreuzkorrelation unterschiedlicher Segmentsignale

Die Geschwindigkeiten in den *K* Bereichen des unterteilten Rohrquerschnittes lassen sich berechnen mittels

$$v_K = \sum_{j=1}^{8} \sum_{i=1}^{8} W_{K,ij} \cdot v_{ij}$$
 (11)

mit v_{ij} als die gemessene Geschwindigkeit gemäß Formeln (8) bis (10) und

$$W_{K,ij} = \frac{\sqrt{\frac{\partial C_{i}^{I}}{\partial \varepsilon_{K}} \cdot \frac{\partial C_{j}^{II}}{\partial \varepsilon_{K}}}}{\sum_{j=1}^{6} \sum_{i=1}^{6} \sqrt{\frac{\partial C_{i}^{I}}{\partial \varepsilon_{K}} \cdot \frac{\partial C_{j}^{II}}{\partial \varepsilon_{K}}}}}$$
(12)

mit C_i^t und C_i^{tt} als die Koppelkapazitäten für Messebene 1 und 2 [5].

Die Berechnung der Konzentrationsverteilung erfolgt wie in Abschnitt 3.2 beschrieben über die Autokorrelationsfunktion (Formeln (6) und (7)).

Bild 12 zeigt ein Foto des für die Messung verwendeten Prototyp Sensors und Bild 13 Ergebnisse der Rekonstruktion praktischer Messungen. Es wird hier besonders darauf hingewiesen, dass durch eine spezielle Düsenform in der Förderanlage ein untypisches Geschwindigkeitsprofil bewirkt wurde (höhere Partikelgeschwindigkeiten am Rohrboden) – ohne Möglichkeit zur Bestimmung der Verteilung von Geschwindigkeit und Konzentration der Partikel im Rohrquerschnitt würde die Messung hier stark verfälschte Werte für den Massenfluss liefern.

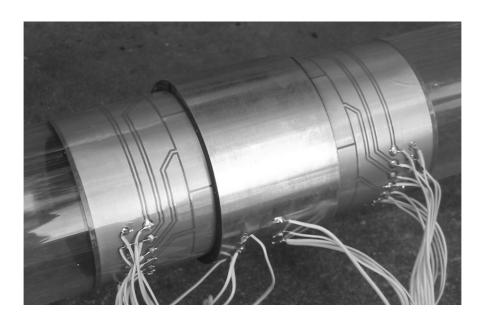


Bild 12: Foto des für die Messung verwendeten Prototyp Sensors mit den beiden Sendeebenen und dem dazwischenliegenden Empfangsring, der unter dem metallischen Schirm liegt

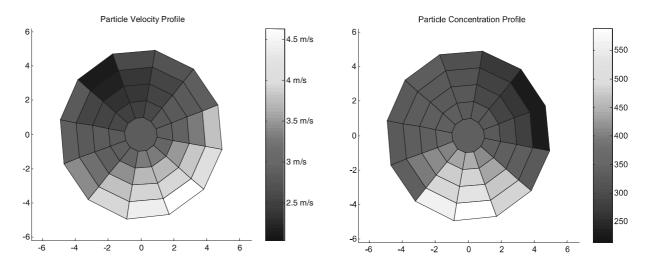


Bild 13: Ergebnis der rekonstruierten (links:) Geschwindigkeitsverteilung und (recht:) Konzentrationsverteilung im Rohrquerschnitt während der Förderung

In allen praktischen Förderexperimenten gab es in den Messebenen ausreichend zeitliche Änderung der Materialverteilung und in der Folge ausreichende Qualität der Korrelationsfunktionen. Da die beförderten Partikel in der Regel nicht achsparallelen Trajektorien folgen, sieht die Materialverteilung in den beiden Messebenen unterschiedlich aus - es kommt zu "Zerfallserscheinungen" des Querschnittbildes. Für besonders turbulente Gas-Festkörperströmungen ist daher ein sehr geringer Abstand d_0 zwischen den Messebenen zu empfehlen. In den praktischen Messungen wurde für den Sensor ein Abstand d_0 von 30 mm und eine Samplingrate von 2,5 kHz gewählt. Durch die Geometrie des Sensors und die Ausbildung der Feldlinien größtenteils parallel zur Flussrichtung kann der Abstand zwischen den Messebenen sehr gering gehalten werden und sichert so eine schnelle, zuverlässige und nicht invasive Bestimmung von Geschwindigkeits- und Konzentrationsprofil der Strömung.

Literatur

- [1] Pugh, J.R.: The Crucial Role of On-Line Measurement in Bulk Solids Handling, Handbook of Conveying and Handling of Particulate Solids, A. Levy and H. Kalman (Editors), Elsevier Science, 2001, pp. 793-806.
- [2] Yan Y., Byrne B. und Coulthard J., Sensing Field Homogeneity in Mass Flow Rate Measurement of Pneumatically Conveyed Solids, Flow Measurement and Instrumentation, Vol. 6 (1995), pp. 115-119.

- [3] Ostendorf M. und Schwedes J., Measurement of the Dynamic Behaviour of Bulk Solids Using Optical Flow Analysis, Handbook of Conveying and Handling of Particulate Solids, A. Levy and H. Kalman (Editors), Elsevier Science, 2001, pp. 851-860.
- [4] Fiedler O., Werther J., Labahn N., Kumpart J., und Christofori K., Measurement of Local Particle Velocities and Velocity Distributions in Gas-Solid Flows by Means of the Spatial Filter Method, Powder Technology, vol. 94, 1997, pp. 51-57.
- [5] Zangl H., Fuchs A., Bretterklieber T. und Brandstätter B., A Novel Approach for Spatially Resolving Capacitive Sensors, Proceedings of the 4th World Congress on Industrial Process Tomography, Aizu, Japan, September 5-8, 2005, pp. 36-41.
- [6] Fuchs A. und Zangl H., Single-Layer Measurement of Particle Velocity and Concentration in Pneumatic Dilute Phase Conveying, Proceedings of the IEEE Sensors 2005, Irvine, California, October 31-November 3, 2005, pp. 857-860.
- [7] Beck M.S. und Plaskowski A., Cross Correlation Flowmeters their design and application, pp. 36-38.

Zufalls-Phasenschiebeinterferometrie

Radu Doloca, Rainer Tutsch Institut für Produktionsmesstechnik, Technische Universität Braunschweig

Kurzfassung

Die berührungslose Formprüfung von Präzisionsoberflächen erfolgt heute meist mittels interferometrisch-optischer Verfahren, unter welchen sich insbesondere die Messverfahren der Phasenschiebeinterferometrie (PSI) hervorheben. Während bisherige Ansätze zum Ziel haben, den Einfluß von Vibrationen auf das Messergebnis durch verschiedene Maßnahmen zu minimieren, schlägt diese Veröffentlichung ein als Zufalls-Phasenschiebeinterferometrie bezeichnetes Verfahren vor, wobei die entscheidende Neuerung darin besteht, daß in der Meßumgebung vorhandene Vibrationen und die dadurch verursachten mechanischen Schwingungen des Meßaufbaus und insbesondere des Prüflings bewußt zugelassen und für das Phasenschiebeprinzip nutzbar gemacht werden. Hierzu wird ein schnelles optoelektronisches Aufnehmersystem geringer Ortsauflösung eingesetzt, welches eine zeitlich aufgelöste Erfassung der durch Vibrationen entstehenden Zufalls-Phasenverschiebungen ermöglicht.

Bereits früher wurden Methoden für vibrationstolerante Phasenschiebeinterferometrie vorgestellt [1]. Die Aufnahme der Interferogramme mit einer höheren Wiederholungsrate, wie sie in [2] und [3] vorgeschlagen wird, verschiebt lediglich die Empfindlichkeit des Interferometers hin zu höheren Vibrationsfrequenzen. Verfahren bei denen die phasenverschobenen Interferogramme gleichzeitig aufgenommen werden, arbeiten mit polarisierenden [4], [5] oder mit holographischen [6], [7], [8] Komponenten.

Alle bislang bekannten Verfahren zur Vermeidung der Vibrationsempfindlichkeit von Phasenschiebeinterferometern ermöglichen entweder nur eine für Präzisionsmessungen unzureichende Unterdrückung von Schwingungseinflüssen, oder aber sind apparativ sehr aufwendig und damit kostenintensiv.

1 Einleitung

Dieses neue PSI-Konzept [9] erfordert die Integration zweier optoelektronischer Aufnehmersysteme in einen interferometrischen Aufbau. Die experimentelle Anordnung des Interferometers ist im Bild 1 dargestellt. Hierbei kommt zusätzlich zu dem üblicherweise in Interferometern eingesetzten hochauflösenden, jedoch vergleichsweise langsamen CCD-Bildaufnehmer ein zweites optoelektronisches Aufnehmersystem zum Einsatz, welches eine zeitlich aufgelöste Erfasung der dynamischen Interferenzstreifenmuster ermöglicht, dabei jedoch nur eine geringe laterale Auflösung aufweisen muß.

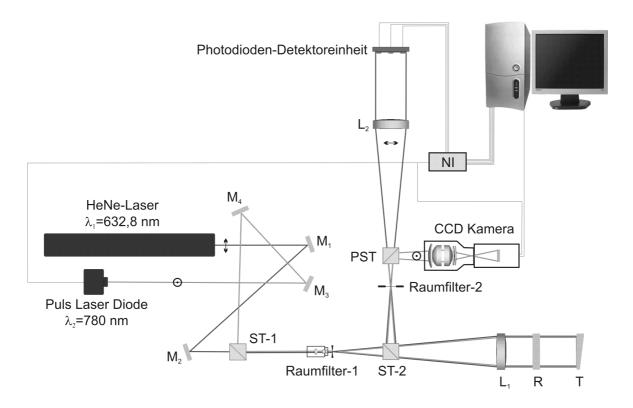


Bild 1: Anordnung des Interferometers

Die Detektoreinheit in Form dreier Photodioden wurde hinter dem Achromat L₂ angeordnet. Werden auf diese Weise drei, eine Ebene aufspannende Punkte auf der Prüflingsoberfläche T mit hoher zeitlicher Auflösung abgetastet, so ist es möglich, die out-of-plane Starrkörperbewegungen des Prüflings aus den gewonnenen Daten zu rekonstruieren.

Die Erfassung des Interferenzstreifenbildes muß mit einer möglichst geringen Belichtungsdauer (< 1/1000 Sekunde) erfolgen, um das durch Vibrationen sich dynamisch verändernde Streifenmuster "einzufrieren", und so einen Kontrastverlust des Interferenzmusters zu vermeiden. Da bei Belichtungszeiten von weniger als 1/1000 Sekunde, die Intensität des in gängigen Interferometeraufbauten eingesetzten HeNe Lasers (λ_1 =632,8 nm) nicht ausreichend ist, kommt zusätzlich eine Laserdiode mit einer Wellenlänge von λ_2 =780 nm zum Einsatz, welche gepulst betrieben und mit dem Bildeinzug der CCD-Kamera synchronisiert wird. Die beiden Laserstrahlen sind senkrecht zueinander linear polarisiert. Wie im Bild 1 dargestellt, wird das Licht beider Laserquellen durch den Strahlteiler ST1 koaxial in den Raumfilter 1 eingekoppelt und dann aufgeweitet. Nach dem Durchlauf durch das Interferometer wird das Licht vor der Beobachtungsebene mit dem polarisierenden Strahlteiler PST aufgespalten und zu den interessierenden Beobachtungsebenen weitergeleitet, für den HeNe Laserstrahl die Detektoreinheit und für die Laserdiodenpulse die CCD Kamera.

Die Photodiodensignale werden parallel über eine Schnittstellenkarte unter Verwendung der Software Labview eingelesen und analysiert. Die Auswertung eines Photodiodensignals erlaubt die Gewinnung von Informationen über die Bewegung des entsprechenden Abtastortes auf dem Messobjekt. Zur eindeutigen Erfassung der out-of-plane Verschiebung des Prüflings ist die Aufzeichnung an mindestens drei, eine Ebene aufspannenden Punkten, erforderlich.

2 Beschreibung der Methode

Dieses Interferometer unterscheidet sich von konventionellen Aufbauten im wesentlichen durch die gezielt schwingungsfähig ausgestaltete Halterungsmechanik des Prüflings T (Bild 2a), die bei mechanischer Anregung ein instationäres Interferenzbild zur Folge hat, Schwingungsmoden selektiert und auswertbare Schwingungsamplituden erzielt. Für die experimentelle Grundlagenuntersuchungen ist eine definierte mechanische Anregung der Haltemechanik zweckmäßig. Diese erfolgt mittels eines Piezoaktors, welcher eine Schwingerregung des Prüflings sowohl mit deterministischen als auch mit stochastischen Signalen ermöglicht.

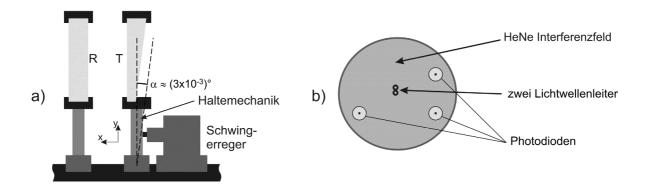


Bild 2: a) Anordnung der Referenzplatte R und des Prüflings T mit schwingender Haltemechanik beim Prüfling. **b)** Detektoreinheit in Form dreier Photodioden

Um die durch Vibrationen entstehenden Phasenänderungen für jeden Bildpunkt der CCD-Kamera quantifizieren zu können, ist basierend auf den Signalen der Photodioden ein Rückschluß auf die Starrkörperbewegungen des Prüflings nötig. Wie in Bild 3 dargestellt, sind die Photodiodensignale frequenzmoduliert. Basierend auf den interferometrischen Grundlagen, lassen sich die gemessenen Intensitäten an den Photodioden in Form der Gleichung (1) beschreiben [10]:

$$I_i(t) = I_i' + I_i'' cos[\delta_i(t) + \Phi_i], \qquad i = 1, 2, 3; \quad \delta_i(t) = \frac{4\pi}{\lambda_1} z_i(t)$$

$$\tag{1}$$

mit I_i der Intensitätsbias, I_i dem halben Peak-to-Peak-Wert, $\delta(t)$ der Phasenverschiebung der Prüflingswellenfront, Φ_i der Wellenfrontdifferenz im Bezug auf das Oberflächenprofil des Prüflings, i dem Index der Photodiode, $z_i(t)$ der zeitabhängigen Wegverschiebung des Prüflings.

In den Photodiodensignalen sind die genannte Sonderpunkte zu erkennen, die einer Umkehr der Bewegungsrichtung des Spiegels entsprechen (Bild 3). Zwischen zwei konsekutiven Sonderpunkten folgt eine Reihe von maximalen und minimalen Intensitätswerten. Die Wegverschiebung des Prüflings zwischen einem maximalen und einem minimalen Intensitätswert entspricht einem Viertel der Wellenlänge des verwendeten Laserlichtes. Aus der interferometrischen Gleichung (1) für $I_i=0$ und $\Phi_i=0$, ergibt sich an den drei entsprechenden Punkten des Prüflings die Wegverschiebung $z_{ij}(t)$ für jedes Zeitintervall $T_{i,j}=(t_{i,j},t_{i,(j+1)})$ zwischen konsekutiven maximalen und minimalen Intensitätswerten:

$$z_{ij}(t) = \frac{\lambda_1}{4\pi} a \cos \frac{I_i(t)}{I_i''}, \qquad (2)$$

Ein Berechnungsalgorithmus ermöglicht für die gesamte Messzeit ausgehend von der Gleichung (2), schrittweise für jedes Intervall T_{ij} die Zeitabhängigkeit der Wegverschiebung zu rekonstruieren.

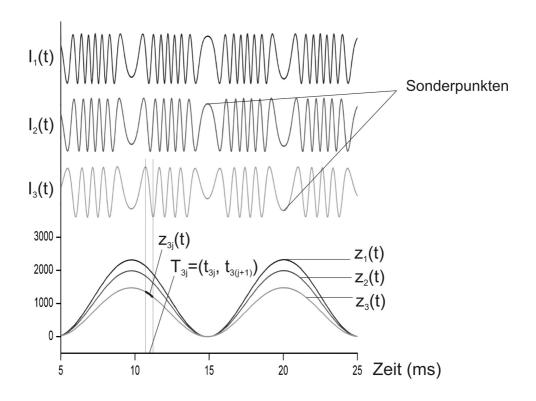


Bild 3: Die gleichzeitig gemessenen Photodiodensignale und die drei berechneten Wegverschiebungen

Wird synchron hierzu der Prüfling mittels des hochauflösenden CCD-Bildsensors zu diskreten Zeitpunkten registriert, so kann mit Kenntnis der vibrationsbedingten Starrkörperbewegung des Meßobjekts für jeden Bildpunkt die relative Phasenlage zu verschiedenen Zeitpunkten bestimmt werden. Anstatt also, wie bei konventionellen PSI Techniken, einen hochgenauen Phasenversatz zwischen aufeinanderfolgenden Zuständen aufzuprägen, können direkt die in-

folge von Vibrationen zufällig entstehenden Phasenverschiebungen zur Grundlage der Phasenschiebeauswertung gemacht werden.

Um die relative Bildlage von Photodiodenanordnung und CCD-Sensor zu kalibrieren, wird die in die beiden Detektorenebenen abgebildete Apertur des Referenzstrahls betrachtet. Wird vor der Photodiodenanordnung eine Streuscheibe platziert, können mit einer zusätzlichen, vorübergehend hinter der Detektorebene angeordneten Kamera aus dem entstehenden Schattenwurf durch Kantenextraktion die Koordinaten der Photodioden (x_i, y_i) relativ zu der kreisförmigen Apertur des Referenzstrahls bestimmt werden. Aus der Drei-Punkte-Form der Ebenengleichung ergibt sich:

$$z(x, y, t) = \frac{A - A_1 x - A_2 y}{A_3} \tag{3}$$

mit $A=det(X_1X_2X_3)$, $X_i=(x_i,y_i,z_i(t))$, und A_i ist die resultierende Determinante bei Ersetzung des jeweiligen Elements X_i in A durch den Spaltenvektor (1 1 1). Daraus ergibt sich die Zeitabhängigkeit der Phasenverschiebung für jeden Punkt auf dem Prüfling:

$$\delta(x, y, t) = \frac{4\pi}{\lambda_1} z(x, y, t) \tag{4}$$

In der Folge kann die interferometrische Gleichung für jedes Bildelement angewendet werden um das Phasenprofil und das entsprechend entfaltete Phasenbild zu erhalten. Wegen der kurzen Pulsdauer der Laserdiode bleibt die Phasenlage von Meß- und Referenzstrahl während einer Aufnahme konstant. Die Intensität $I_k(x,y)$ an jedem Bildelement bei der k-ten Aufnahme der Kamera ist durch Gleichung (5) definiert:

$$I_{k}(x, y) = I'(x, y) + I''(x, y)\cos[\varphi(x, y) + \delta_{k}(x, y)]$$
(5)

mit drei Unbekannten, I'(x,y) dem Intensitätsbias, I''(x,y) dem halben Peak-to-Peak-Wert, und $\phi(x,y)$ der unbekannten Phase. Wir schlagen einen Vier-Schritt-Algorithmus vor; entsprechend k=1, 2, 3, 4, für vier jeweils zufällige Zufall-Phasenverschiebungen $\delta_k(x,y)$. Die Lösung des Gleichungssystems ergibt sich in der Form:

$$\varphi(x,y) = tan^{-1} \left[\frac{Rc_{34} - c_{12}}{s_{12} - Rs_{34}} \right]$$
 (6)

mit den Notationen:

$$c_{12} = \cos \delta_1 - \cos \delta_2 , \qquad s_{12} = -\sin \delta_1 + \sin \delta_2$$

$$c_{34} = \cos \delta_3 - \cos \delta_4 , \qquad s_{34} = -\sin \delta_3 + \sin \delta_4 , \qquad R = \frac{I_1 - I_2}{I_3 - I_4}$$
(7)

Daraus ergibt sich das Oberflächenprofil in Bezug zur Referenzfläche durch die optische Wegdifferenz:

$$OPD(x, y) = \frac{\lambda_2}{4\pi} \varphi(x, y)$$
 (8)

3 Richtungserkennung der dynamischen Interferenzstreifen

Zur Erkennung der Bewegungsrichtung des Prüflings ist das in der Ebene der Photodioden registrierte dynamische Interferenzmuster einer zusätzlichen Betrachtung zu unterziehen. Da bei geeigneter Ausgestaltung der Haltmechanik des Prüflings die Auslenkung vorrangig durch eine Rotation um die x-Achse entsteht (Bild 2), bewegen sich die Interferenzstreifen in der Detektorebene hauptsächlich in Richtung der y-Achse. Um den Richtungssinn einer Auslenkung eindeutig ermitteln zu können, werden in der Ebene der Photodioden zwei zusätzliche nebeneinander entlang der y-Achse versetzte Lichtwellenleiter angeordnet, welche das lokal aufgenommene Licht zu jeweils einer Photodiode leiten. Die so gewonnenen Photodiodensignale (Bild 4) weisen aufgrund der räumlichen Verschiebung der Abtastorte eine Phasenverschiebung auf, aus welcher sich die Bewegungsrichtung der Interferenzstreifen bestimmen lässt.

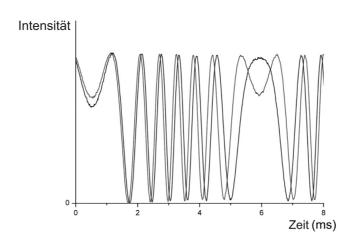


Bild 4: Die von den beiden Lichtwellenleitern aufgenommenen Signale

4 Bestimmung der Wellenlängenstabilität der Laserdiode

Als eine zukünftige Erweiterung des Interferometrischen Aufbaus, wird zur experimentellen Verifizierung der Wellenlänge der Laserdiode ein Wellenlängenmessgerät integriert, welches die Bestimmung der Wellenlänge für jeden Laserpuls gestattet. Wie in Abbildung (5) skizziert, werden dabei der am Strahlteiler ST 1 reflektierte Anteil des He-Ne-Strahls sowie der transmittierte Anteil des Pulses der Laserdiode koaxial in den Raumfilter-3 eingekoppelt. Die von Achromat L3 kollimierten Strahlenbündel werden an der Vorder- und Rückseite einer Shearingplatte reflektiert. Die entstehenden Interferenzstreifen werden mit einer hochauflösenden Zeilenkamera ausgewertet. Die Wellenlänge des He-Ne-Lasers wird als Referenz zur Kalibrierung des Wellenlängemessgeräts herangezogen. Während des normalen Messbetriebs wird die Strahlung des He-Ne-Lasers vor der Zeilenkamera herausgefiltert. Um bei jeder Messwertaufnahme des Interferometers die tatsächliche Wellenlänge der Laserdiode zu bestimmen, wird die Zeilenkamera mit den Pulsen der Laserdiode synchronisiert, so dass mit jeder Interferenzaufnahme der CCD Kamera gleichzeitig ein Interferenzmuster mit der Zeilenkamera aufgenommen wird.

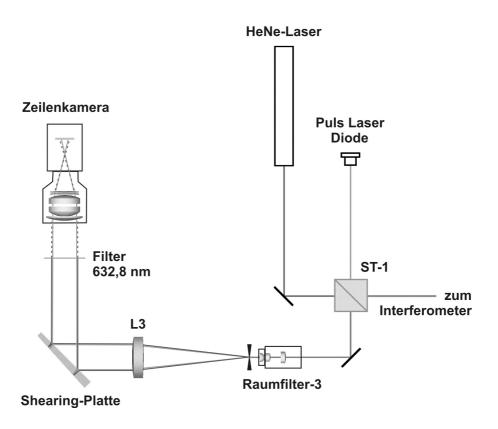


Bild 5: Skizze des Wellenlängenmessgeräts

Literatur

- [1] Hayes, J.: Dynamic interferometry handles vibration. In: Laser Focus World, March, 2002, p. 109-113
- [2] Wizinowich, P.L.: Phase shifting interferometry in the presence of vibration: a new algorithm and system. In: Applied Optics, Vol. 29 (1990) 29, p. 3271-3279
- [3] Deck, L.: Vibration-resistant phase-shifting interferometry. In Applied Optics, Vol. 35, (1996) 34, p. 6655-6662
- [4] Koliopoulos, C.L.: Simultaneous phase-shift interferometer. In Doherty, V.J. (Ed.): Advanced Optical Manufacturing and Testing II, Proceedings of SPIE Vol. 1531 (1992), p. 119-127
- [5] Fa. Engineering Synthesis Design, Inc. (ESDI): product information: Intellium H1000, Tucson, AZ, 2005

- [6] Hettwer, A.; Kranz, J.; Schwieder, J.: Three channel phase-shifting interferometer using polarisation-optics and a diffraction grating. In Optical Engineering, Vol. 39 (2000) 4, p. 960-966
- [7] Millerd, J.E.; Brock, N.J.; Hayes, J.B.; Wyant, J.C.: Instantaneous phase-shift point-diffraction interferometer. In: Creath, K.; Schmit, J. (Eds.): Interferometry XII: Techniques and Analysis, Proceedings of SPIE Vol. 5531 (2004), p. 264-272
- [8] Millerd, J.E.; Brock, N.J.; Hayes, J.B.; North-Morris, M.B.; Novak, M.; Wyant, J.C.: Pixelated phase-mask dynamic interferometer. In: Creath, K.; Schmit, J. (Eds.): Interferometry XII: Techniques and Analysis, Proceedings of SPIE Vol. 5531 (2004), p. 304-314
- [9] R. Doloca, R Tutsch "Random Phase Shift Interferometer". In: Osten, W. (ed.): Proc. Fringe 2005 The 5th International Workshop on Automatic Processing of Fringe Patterns, pp. 166-174.
- [10] Greivenkamp, J.E.; Bruning, J.H.: Phase shifting interferometry. In Malacara, D.: Optical shop testing, Chap. 14, Second Edition 1992

Interferometrischer Laser-Doppler-Feldsensor zur flächenhaften Messung der Geschwindigkeitsverteilung von komplexen Strömungen

C.Bayer, A. Voigt, K. Shirai, L. Büttner, J. Czarske

Technische Universität Dresden, Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik, Professur für Mess- und Prüftechnik, 01062 Dresden, e-mail: Christian.Bayer@tu-dresden.de

Kurzfassung

Es werden ein auf der Laser-Doppler-Anemometrie basierender neuartiger interferometrischer Sensor und entsprechende Konzepte zur Signalverarbeitung vorgestellt. Der Sensor ermöglicht es, entlang einer Linie das Geschwindigkeitsprofil von Strömungen mit einer Ortsauflösung bis in den Sub-Mikrometerbereich zu vermessen und eignet sich deshalb besonders für Turbulenzforschung, Mikrofluidik und Durchflussmessungen. Die Kombination zweier solcher Sensoren erlaubt die Bestimmung von drei Geschwindigkeitskomponenten innerhalb eines zweidimensionalen Bereichs ohne Verwendung einer Kamera und bietet aufgrund der hohen Präzision Vorteile gegenüber abbildenden Verfahren.

1 Einleitung

In vielen technischen Anwendungen und auch wissenschaftlicher Grundlagenforschung spielt die Vermessung von Strömungen eine wichtige Rolle. Hierbei sind insbesondere Scherströmungen von Interesse, wie sie an Tragflächen, in Rohren oder auch in der Mikrofluidik auftreten. In Oberflächennähe bilden derartige Strömungen ein charakteristisches Geschwindigkeitsprofil aus, das mit hoher Ortsauflösung gemessen werden soll. Im Allgemeinen kommen hier be-

rührungslose Methoden wie Particle Image Velocimetry (PIV), Doppler-Global-Velocimetry (DGV) [1, 2] oder Laser-Doppler-Anemometry (LDA) zum Einsatz [3]. Kamerabasierte Verfahren können zwar flächenhaft messen, sind bei der Geschwindigeitsauflösung in der Regel jedoch weniger präzise im Vergleich zur punktuellen Messung mit dem LDA-Verfahren. Beispielsweise eignet sich das konventionelle DGV-Verfahren wegen der relativ hohen Messunsicherheit eher für schnelle Strömungen (z.B. Überschall), während das LDA-Verfahren auch zur Messung kleiner Geschwindigkeiten in Wandnähe eingesetzt werden kann. Beim herkömmlichen LDA-Verfahren entsteht das Messvolumen durch Überschneidung zweier kohärenter Laserstrahlen, die im Kreuzungspunkt ein streifenförmiges Interferenzmuster erzeugen. Die Position eines Streupartikels innerhalb des Messvolumens ist im Normalfall unbekannt, was zu einer durch den Überschneidungsbereich begrenzten Ortsauflösung führt. Typischerweise beträgt diese 50 µm. Es können daher nur begrenzt Strömungen untersucht werden, bei denen sich das interessierende Geschwindigkeitsprofil über wenige Mikrometer erstreckt. Insbesondere betrifft das turbulente Strömungen und Messungen in der Mikrofluidik. Das LDA-Verfahren wurde deshalb zu Gunsten einer hohen Ortsauflösung erweitert. Durch Änderung der Strahlparameter ist eine gezielte geometrische Verformung des Interferenzsystems möglich. Wird nun ein weiteres Messvolumen eines zweiten LDA-Systems mit ebenfalls verformtem Interferenzsystem dem ersten überlagert, können je Streupartikel zwei unabhängige Informationen gewonnen und zur Berechnung von Ort und Geschwindigkeit genutzt werden. Somit ist die Positionsbestimmung eines Partikels innerhalb des Messvolumens bis in den Sub-Mikrometerbereich möglich.

2 LDA-Profilsensor

Konzept

Der Profilsensor entsteht durch Überlagerung zweier unterscheidbarer Streifensysteme, deren Streifenabstand entlang der z-Achse variiert [4] (Abb. 1). Die Variation entsteht durch das Verlagern der Strahltaille vor bzw. hinter den Schnittpunkt des jeweiligen Strahlenpaares. Die Geschwindigkeit v(z) eines Streupartikels senkrecht zur optischen Achse z ist in beiden Systemen gleich

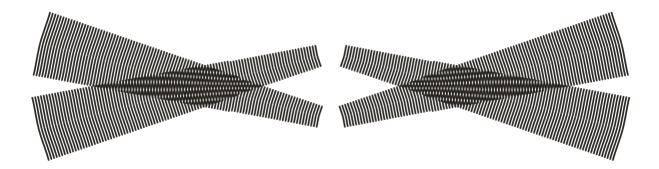


Abb. 1 Wellenfronten der sich schneidenden Laserstrahlen. Zu erkennen sind ein konvergentes (links) und divergentes (rechts) Interferenzstreifensystem.

und kann durch zwei unabhängige Ausdrücke beschrieben werden.

$$v(z) = f_1 d_1(z) = f_2 d_2(z) \tag{1}$$

Das Verhältnis der gemessenen Dopplerfrequenzen f_1 und f_2 ist unabhängig von der Geschwindigkeit und ermöglicht eine Ortsbestimmung über das Verhältnis der bekannten Streifenabstandsfunktionen $d_1(z)$ und $d_2(z)$.

$$\frac{f_1}{f_2} = \frac{d_2(z)}{d_1(z)} = q(z) \tag{2}$$

Die Kalibrationsfunktion q(z) ist für den Sensor charakteristisch und wird experimentell ermittelt (Abb. 2).

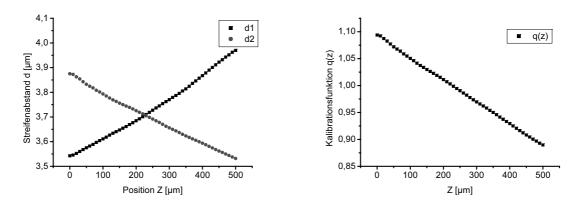


Abb. 2 Streifenabstandsfunktionen (links) und Kalibrationsfunktion q(z) (rechts) des WDM-Sensors

Die Ortsbestimmung eines Partikels folgt aus der Umkehrfunktion z = z(q). Mit bekanntem z ergibt sich die Geschwindigkeit v(z) aus Gleichung (1).

Realisierung

Zur Unterscheidung beider Streifensysteme nutzt man optisch trennbare Wellenlängen (WDM) [4]. Alternativ zum Wellenlängen-Multiplexing ist ein Betrieb der Streifensysteme bei verschiedenen Trägerfrequenzen möglich, die üblicherweise mit akusto-optischen Modulatoren (AOM) erzeugt werden. Eine entsprechende Mischstufe liefert die auszuwertenden Signale im Basisband [5] (Abb. 3).

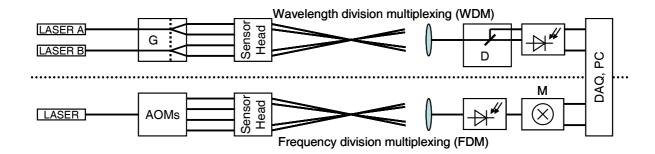


Abb. 3 Schema des Aufbaus für WDM (oben) und FDM (unten): Quelle: Laser mit Wellenlänge A bzw. B; Strahlteilung: Optisches Gitter G oder AOMs; Sensorkopf: Fokussierung der vier Teilstrahlen; Empfangsoptik; Signaltrennung: Dichroitischer Spiegel D oder Mischstufe M; Datenerfassung (DAQ)

Für die Gesamtmessunsicherheit sind die statistische Messabweichung der Frequenz und die systematische Abweichung des Geschwindigkeitsnormals bei der Kalibration entscheidend. Betrachtet man den relativen statistischen Fehler der Frequenzmessung als Verhältnis von Standardabweichung σ_{fd} zu Messwert f_d der Dopplerfrequenz, so erhält man nach [2] für die Ortsauflösung den Fehler

$$\sigma_z \approx \sqrt{2} \left| \frac{\partial z}{\partial q} \right| \frac{\sigma_{f_d}}{f_d}$$
 (3)

und für die Geschwindigkeit

$$\frac{\sigma_{v}}{v} \approx \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\sigma_{f_d}}{f_d} \,. \tag{4}$$

Es wurden bereits Sensoren mit einer Standardabweichung von $\sigma_z \approx 0.5 \,\mu m$ und einer relativen Messunsicherheit der Geschwindigkeit von $<2\cdot10^{-4}$ realisiert [6].

Signalerkennung

Das gesuchte Burstsignal ist aufgrund der Strahlcharakteristik des Grundmode-Lasers eine gaußförmig amplitudenmodulierte Sinusfunktion. Die Länge dieses Signals ist in der Regel unbekannt und muss vor der Fensterung bestimmt werden. Da es sich um eine harmonische Schwingung handelt, ist die einfache Festlegung eines Amplituden-Schwellwertes nicht ausreichend.

Der FDM-Sensor liefert ein schmalbandiges Signal ohne Gleichanteil, was die Anwendung der Hilberttransformation ermöglicht. Die Hilberttransformation H führt zur analytischen Erweiterung $f_a(t)$ eines reellen Zeitsignals f(t), so dass

$$f_a(t) = f(t) + j\hat{f}(t) \quad mit \quad \hat{f}(t) = H\{f(t)\}$$
 (5)

gilt. Das Fourier-Spektrum der Funktion $H\{f(t)\}$ steht zum Spektrum F(jw) der Ursprungsfunktion in der Beziehung

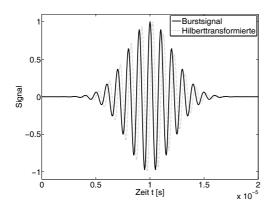
$$\hat{F}(j\omega) = -j \operatorname{sgn}(\omega) F(j\omega). \tag{6}$$

Gleichung (6) zeigt eine Phasenverschiebung der ursprünglichen Frequenzanteile um $\pi/2$, aufgrund der das anfängliche Sinussignal in ein entsprechendes Kosinussignal überführt wird. Betrachtet man f(t) und $H\{f(t)\}$ als komplexen Drehzeiger, können Momentanamplitude $A_m(t)$ und –frequenz $v_m(t)$ des Signals nach Gleichung (7) bestimmt werden (Abb. 4).

$$A_{m}(t) = \sqrt{f^{2}(t) + \hat{f}^{2}(t)}$$

$$v_{m}(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{\partial}{\partial t} tan^{-1} \left(\frac{\hat{f}(t)}{f(t)}\right)$$
(7)

Während einer Messung treten häufig Burst-Folgen auf, deren Einzelsignale separiert werden müssen. Hierzu wird ähnlich [7] nicht nur die Einhüllende selbst, sondern auch deren zeitliche Ableitung betrachtet.



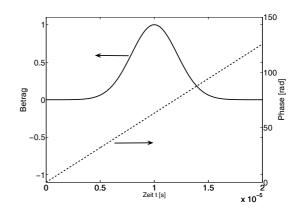


Abb. 4 Beispiel für ein Hilbert-transformiertes Burstsignal (links), sowie Betrag und Phase des analytischen Signals (rechts)

Eine qualitative Differenziation einschließlich Tiefpass-Filterung lässt sich durch Anwenden eines Filters mit der Impulsantwort

$$g(t) = \begin{cases} +1 & f \ddot{u} r \left(t_0 - t_B \le t < t_0 \right) \\ -1 & f \ddot{u} r \left(t_0 < t \le t_0 + t_B \right) \\ 0 & sonst \end{cases}$$
 (8)

realisieren. Abb. 5 zeigt die schrittweise Analyse eines Doppel-Burstsignals. Letztlich wird die Vorzeichenfunktion der erhaltenen Ableitung ausgewertet, da diese ein charakteristisches Muster aufweist und die automatische sowie verlässliche Separierung von Burstsignalen erlaubt.

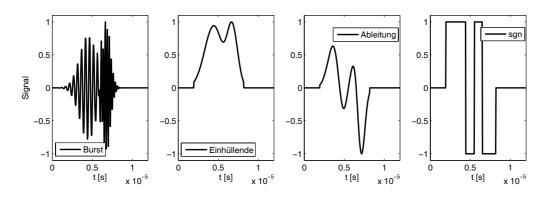


Abb. 5 Separierung eines Doppelburst. a) Burstsignal b) qualitative Einhüllende c) Ableitung d) Vorzeichen-Funktion

Die Signale des WDM-Sensors sind nicht gleichanteilfrei, so dass die Anwendung der Hilberttransformation nicht möglich ist. Die Entfernung des Gleichanteils durch einen Hochpass-Filter empfiehlt sich nicht, wenn mehrere Burstsignale unterschiedlicher Doppler-Frequenz gleichzeitig im betrachteten Zeitintervall auftreten. Für die hier vorgestellten Messungen wurde deshalb eine intervallbasierte Korrelationstechnik verwendet, um Burstsignale zu identifizieren. Das Zeitsignal wird dabei als eine Reihe von Werten einer Zufallsvariable X aufgefasst. Eine zweite Zufallsvariable Y entsteht durch Verschieben des Zeitsignals um zwei Abtastwerte. Dies ist ausreichend, um das Rauschen beider Signale zu entkorrelieren. Die Bildung des Korrelationskoeffizienten

$$r_{xy}^2\Big|_k = \frac{s_{xy}^2}{s_x s_y}\Big|_k \tag{9}$$

in einem Intervall von n_k Datenpunkten mit s_{xy} als Kovarianz und $s_{x,y}$ als Varianz liefert Werte zwischen 0 und 1, unabhängig von der ursprünglichen Signalamplitude. Der Korrelationskoeffizient ist für Rauschen sehr klein und wächst mit dem Auftreten des Nutzsignals. Vorteilhaft ist hier die Möglichkeit einer festen, signalunabhängigen Triggerschwelle. Nach Bestimmung von r_{xy} als qualitative Einhüllende schließen sich die Verarbeitungsschritte analog denen des FDM-Sensors an. Abb. 6 zeigt die Korrelationstechnik an einem typischen Signal mit Gleichanteil.

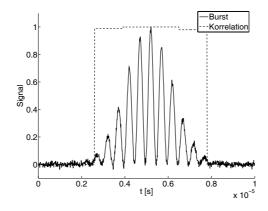


Abb. 6 Burstsignal mit intervallweiser Bildung von r_{xy}

Bestimmung der Dopplerfrequenz

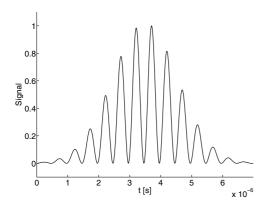
Da bei beiden Sensoren ein gaußförmig moduliertes Sinussignal vorliegt, enthält der Betrag des Spektrums ebenfalls einen gaußförmigen Peak mit der Dopplerfrequenz als Mittenfrequenz. In dieser Arbeit wird von der Definition

$$a(x) = a_0 \exp\left(\frac{-(x - x_0)^2}{\sigma_x^2}\right)$$
 (10)

als Amplitudenfunktion im Zeit- als auch im Frequenzbereich ausgegangen. Die Kenntnis der Peakbreite im Frequenzbereich ist wichtig für eine adaptive Tiefpassfilterung beim WDM-Sensor und die Mittenfrequenzbestimmung. Unter der Annahme, dass ein Burstsignal der Länge T bei der $1/e^2$ -Grenze ausgeschnitten wurde, ergibt sich die Breite zu $\sigma_t = T/\sqrt{8}$. Über die Beziehung

$$\sigma_f = \frac{1}{\pi \sigma_t} = \frac{\sqrt{8}}{\pi T} = \frac{\sqrt{8}}{\pi} \Delta f = n \Delta f \tag{11}$$

erhält man die doppelte Breite $2\sigma_f$ mit etwa n=2 Frequenzschritten Δf der schnellen Fouriertransformation (FFT). Die Breite des Doppler-Peaks entspricht beim WDM-Sensor der des Gleichanteils und man kann diesen stets mit der gleichen Anzahl von Diskretisierungsschritten entfernen. Günstig ist hier eine Breite von $4\sigma_f$, d.h. n=4. Diese adaptive Tiefpass-Filterung ist somit unabhängig vom Zeitsignal.



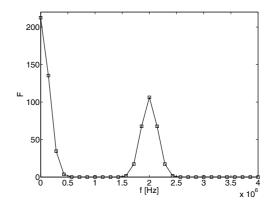


Abb. 7 Burstsignal mit Gleichanteil (links) und diskretes Frequenzspektrum (rechts).

Zur Bestimmung der Mittenfrequenz wurde eine Polynomapproximation des logarithmierten Spektrums verwendet, so dass gilt

$$\frac{-(f-f_d)^2}{\sigma_f^2} + \ln(a_0) = p_2 f^2 + p_1 f + p_0.$$
 (12)

Dopplerfrequenz und Peakbreite ergeben sich aus der analytischen Lösung für die Koeffizienten p_i aus Gleichung (12). Aufgrund des Ergebnisses zur Peakbreite (Gleichung (11)) sollten hierbei lediglich drei benachbarte Datenpunkte, einschließlich des Maximums genutzt werden. Alternativ bietet sich ein direkter Gauß-Fit im Spektrum an. Dies erfordert jedoch ein numerisches Optimierungsverfahren und ist deshalb relativ zeitaufwendig.

Signalparameter

Das Signal-Rauschverhältnis (SNR) lässt sich im Frequenzbereich nach Bildung der spektralen Leistungsdichte P_{xx} abschätzen. Das Burstsignal wird falls erforderlich zunächst tiefpassgefiltert und ist dann relativ schmalbandig, so dass Rausch- und Signalanteil im Spektrum nach Kenntnis von f_d und σ_f näherungsweise trennbar sind. Dabei wird das Rauschen innerhalb der Signalbandbreite B vernachlässigt und das SNR ergibt sich zu

$$SNR \approx \frac{\int_{B} P_{xx} d\omega}{\int_{F \setminus B} P_{xx} d\omega}$$
 (13)

mit $F \setminus B$ als gesamtes Spektrum ohne B. Bei Rechteckfensterung im Zeitbereich entstehen im Spektrum u. U. Nebenmaxima in der Nähe der Dopplerfrequenz. Um Einflüsse auf die SNR-Schätzung zu verringern, wurde das Hamming-Fenster verwendet.

Die Burstsignale enthalten aufgrund des vorgegebenen Interferenzstreifensystems unabhängig von der Länge T eine im Mittel konstant bleibende Anzahl c_1 von Schwingungen. Außerdem stehen die Pulsbreiten im Zeit- und Frequenzbereich in einem reziproken Verhältnis. Daraus folgt $\sigma_t \approx c_1/f_d = c_2/\sigma_f$ und schließlich

$$DSR = \frac{f_d}{\sigma_f} \approx \frac{c_1}{c_2} \approx const.$$
 (14)

Das Doppler-Pulsbreiteverhältnis (DSR) ist für den Sensor charakteristisch und erlaubt die Bewertung und Selektion von Signalen.

Bei Kenntnis der Dopplerfrequenz kann die Länge T des ausgeblendeten Signals in Anzahl N_f der Schwingungen ausgedrückt werden (Gleichung (15)).

$$N_f = Tf_d \tag{15}$$

Der Wert N_f sollte um eine feste Anzahl schwanken und erlaubt Rückschlüsse über die erfolgreiche Separierung der Signale im Zeitbereich.

3 Messergebnisse

Turbulente Grenzschichtströmung

Die Messung einer turbulenten Grenzschichtströmung wurde in einem Windkanal mit einem Querschnitt von 60 cm Breite und 5 cm Höhe durchgeführt [8, 9]. Die Strömung darf hinsichtlich des Profils als zweidimensional angesehen werden. Gemessen wurde mit dem FDM System in Wandnähe durch ein Glasfenster etwa 20 cm vor dem Auslass des Kanals. In die Strömung eingebrachte Aerosol-Tröpfchen mit Durchmessern <1 μ m dienten als Streupartikel. Die Strömung war voll entwickelt bei einer mittleren Geschwindigkeit von etwa 12 m/s. Das Geschwindigkeitsprofil entsteht durch die ortsaufgelöste Messung innerhalb des Messvolumens und Aneinandersetzen der Einzelprofile ausgehend von der Wand in Richtung Mitte des Kanals (Abb. 8). Die starke Streuung σ_v der Messwerte charakterisiert den Turbulenzgrad des Windkanals. Die Ortsauflösung des Sensors betrug $\sigma_z \approx 5 \ \mu m$.

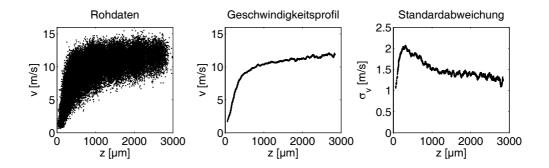


Abb. 8 Geschwindigkeitsprofil der turbulenten Grenzschichtströmung. a) Rohdaten b) Profil (Mittelwerte) c) Standardabweichung der Geschwindigkeit

Zur Reduzierung von Ausreißern können die genannten Signalparameter herangezogen werden (Abb. 9).

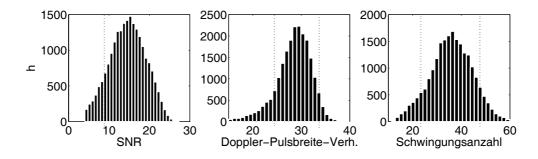


Abb. 9 Häufigkeiten der Parameter zur Signalbewertung (WDM, $Re_{\tau} = 420$). a) SNR b) DSR c) Anzahl der Perioden in Signalausschnitt

Durch Festlegen bestimmter Schranken für die Parameter reduzieren sich Messwerte geringer Verlässlichkeit.

Laminare Flüssigkeitsströmung im Mikrokanal

Der Profilsensor ist für die Messung strömender Flüssigkeiten geeignet, sofern er im selben Medium kalibriert wurde. Die Kalibration erfolgte hier in einem Becken mit destilliertem Wasser. Zwischen zwei Glasplatten befindet sich eine Folie von $100~\mu m$ Dicke mit einem Schlitz der Breite 2~mm, wodurch der Kanalquerschnitt gegeben ist. Gemessen wurde das Geschwindigkeitsprofil entlang der Kanalhöhe von $100~\mu m$ ohne Traversierung des Sensors. Abb. 10~zeigt den experimentellen Aufbau und Messergebnisse.

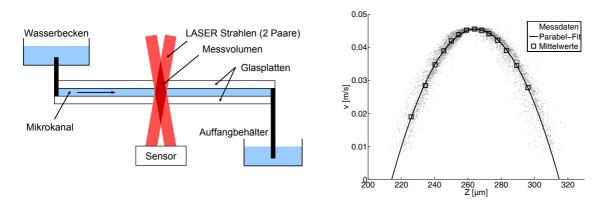


Abb. 10 Experimenteller Aufbau zur Mikrokanalmessung (links) und gemessenes Geschwindigkeitsprofil (rechts)

Das Parabelprofil ist die analytische Lösung für diese zweidimensionale Strömung und stimmt mit der Messung ebensogut überein, wie die gemessene Kanalhöhe von 100,7 μ m mit der Vorgabe. Dieses Experiment demonstriert die Anwendbarkeit des Profilsensors für die hochaufgelöste Vermessung von Strömungen. Aus dem bekannten Profil wurden die Ortsauflösung zu $\sigma_z = \pm 3 \, \mu m$ und die relative Messunsicherheit der Geschwindigkeit zu 0,45% bestimmt. Die maximale Strömungsgeschwindigkeit konnte während der Messung bis auf eine systematische Abweichung von etwa 0,43% konstant gehalten werden, so dass die tatsächliche relative Messunsicherheit der Geschwindigkeit im Bereich von 0,02% lag.

4 LDA-Feldsensor

Der Profilsensor erlaubt die örtlich eindimensionale Messung der Geschwindigkeit eines Partikels. Kombiniert man nun zwei Profilsensoren, so dass diese aus verschiedenen Richtungen, jedoch im selben Bereich messen, kann nicht nur die Geschwindigkeit bestimmt werden, sondern auch der Ort eines Streuteilchens innerhalb der im Messvolumen durch die beiden optischen Achsen aufgespannten Ebene. Das Konzept ist in Abb. 11 dargestellt.

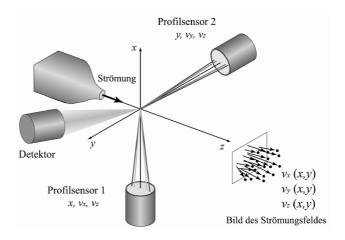


Abb. 11 Konzept des Feldsensors. Zwei Profilsensoren ermöglichen die flächenhafte Messung von drei Geschwindigkeitskomponenten

Das Verfahren ist bildgebend, jedoch nicht abbildend. Es wird keine Kamera benötigt und hochturbulente Strömungen lassen sich präziser vermessen. Anwendungsgebiete sind Durchflussmessungen aller Art, Untersuchung turbulenter Strömungen oder auch Messungen in der Mikrofluidik.

5 Zusammenfassung

Es wurden zwei Sensoren zur ortsaufgelösten Geschwindigkeitsmessung mit Frequenz- und Wellenlängen-Multiplexing (FDM/WDM) vorgestellt. Die unterschiedliche analoge Vorverarbeitung der Signale erfordert entsprechende Verfahren zur Signalerkennung, die mit Hilfe der Hilberttransformation und Korrelationstechniken realisiert wurden. Über den Zusammenhang von Burstsignal und Frequenzspektrum wurden die Ansätze für eine adaptive Tiefpassfilterung und die Bestimmung der Dopplerfrequenz gezeigt. Weiterhin ergaben sich charakteristische Parameter für ein Burstsignal, mit deren Hilfe die Reduktion von Ausreißern möglich ist. Der Profilsensor wurde erfolgreich zur Strömungsvermessung eingesetzt und Messergebnisse zum Geschwindigkeitsprofil einer turbulenten Luftströmung, sowie einer laminaren Mikrokanalströmung vorgestellt. Im letzteren Fall ist ein analytisches Modell bekannt, so dass die Messeigenschaften des Sensors mit der vorgegebenen Strömung ermittelt werden konnten. Die Ortsauflösung der verwendeten Sensoren betrug $\sigma_z \approx 3...5 \ \mu m$ und die relati-

ve Messunsicherheit der Geschwindigkeit $\sigma_{V}/v \approx 2..7 \cdot 10^{-4}$. Im Vergleich zum Standard-LDA wurde die Ortsauflösung um mindestens eine Größenordnung verbessert. Das Konzept des Feldsensors erlaubt die flächenhafte, präzise Vermessung von Strömungen mit einer Ortsauflösung im Mikrometerbereich. Der Sensor eignet sich für Anwendungen in der Turbulenzforschung, Durchflussmessung oder auch Mikrofluidik.

Danksagung

Die Autoren danken den Mitarbeitern des Lehrstuhls für Strömungsmechanik in Erlangen (LSTM), Herrn Prof. D. Petrak von der Technischen Universität Chemnitz für die Bereitstellung des Mikrokanals und Herrn Dipl.-Ing. H. Höhne für die Konstruktion eines Kalibrierstandes. Weiterhin danken wir der Deutschen Forschungsgemeinschaft für die Förderung des Projekts (Cz 55/18-1) innerhalb des Schwerpunktprogrammes SPP1147.

Literatur

- [1] Meyers J.-F., Lee J.-W., Schwartz R.-J.: Characterization of measurement error sources in Doppler global velocimetry, Measurement Science and Technology, Vol. 12, pp 357-368, 2001
- [2] Fischer A., Büttner L., Czarske J., Müller H., Eggert M.: Doppler-Global-Velozimeter mit sinusförmiger Laserfrequenzmodulation zur präzisen Messung von Geschwindigkeitsprofilen, XIX. Messtechnisches Symposium des AHMT, S. 143-161, 2005
- [3] Albrecht H.-E., Damaschke N., Borys M., Tropea C.: Laser Doppler and Phase Doppler Measurement Techniques, Springer, 2003
- [4] Czarske J., Büttner L., Razik T., Müller H.: Boundary layer velocity measurements by a laser Doppler profile sensor with micrometer spatial resolution, Measurement Science and Technology, Vol. 13, pp 1979-1989, 2002
- [5] Pfister T., Büttner L., Shirai K. Czarske J.: Monochromatic heterodyne fiber-optic profile sensor for spatially resolved velocity measurements with frequency division multiplexing, Applied Optics, Vol. 44, No. 13, pp 2501-2510, 2005

- [6] Buettner L., Czarske J., Knuppertz H.: Laser-Doppler velocity profile sensor with submicrometer spatial resolution that employs fiber optics and a diffractive lens, Applied Optics, Vol. 44, No. 12, pp 2274-2280, 2005
- [7] Nobach H.: Analysis of dual-burst laser Doppler signals, Measurement Science and Technology, Vol. 13, pp 33-44, 2002
- [8] Zanoun E.-S., Durst F., Nagib H.: Evaluating the law of the wall in two-dimensional fully developed turbulent channel flows, Phys Fluids 15, pp 3079-3089, 2003
- [9] Shirai K., Pfister T., Büttner L. et al.: Highly spatially resolved velocity measurements of turbulent channel flow by a fiber-optic heterodyne laser-Doppler velocity-profile sensor, Experiments in Fluids, Vol. 40, pp 473-481, 2005

Messsystem zur Erfassung der Phasenfronten von hochfrequenten Oberflächenwellen

Andreas Gollwitzer, Gerhard Fischerauer

Lehrstuhl für Mess- und Regeltechnik, Prof. Dr.-Ing. G. Fischerauer, Bayreuth Tel.: 0921-557232, e-mail: mrt@uni-bayreuth.de

Kurzfassung

Die Entwicklung von akustischen Oberflächenwellen-(OFW)-Filtern wird stets durch Softwaretools unterstützt. Zur Validierung und Verifikation dieser Werkzeuge ist es vorteilhaft, die akustischen Wellen sichtbar zu machen. Die größte Herausforderung bei dieser Messaufgabe liegt darin eine hochfrequente Schwingungsamplitude von unter 1 nm zu erfassen. In diesem Artikel wird ein Verfahren zur Visualisierung dieser akustischen OFW mit Hilfe eines modifizierten homodynen Michelson-Interferometers beschrieben. Das zerstörungsfreie und berührungslose Messsystem kann dabei sowohl die relativen Amplituden als auch die Phasenfronten der akustischen Welle mit Hilfe eines 2D-Scans sichtbar machen. Durch die geschickte Verbindung zwischen optischer Messtechnik und digitaler Signalverarbeitung ist eine Kalibration des Interferometers unnötig. Nachfolgend werden die Besonderheiten des Messsystems beschrieben. Im Anschluss werden Messungen eines OFW-Filters vorgestellt.

1 Einleitung

In der modernen Elektronik werden häufig akustische Oberflächenwellen-(OFW)-Filter verwendet, da diese passiven Komponenten hohe Flankensteilheit bei niedrigem Preis, kleinem Volumen und exzellenter Reproduzierbarkeit bieten. Um das Übertragungsverhalten der Filter bereits vor der Fertigung zu optimieren, werden bei der Entwicklung dieser Bauteile komplexe Simulationsprogramme eingesetzt. Wegen der begrenzten Resourcen moderner Computer basieren diese Simulationswerkzeuge auf vereinfachten physikalischen Modellen und benötigen zur Berechnung verschiedene Materialparameter. Bei dieser Vorgehensweise können zwei Probleme auftreten: zum einen könnte das vereinfachte Modell wichtige physikalische Mechanismen vernachlässigen, zum anderen könnten durch die nur ungenau bekannten Materialparameter Abweichungen zwischen Simulation und Wirklichkeit entstehen. Die Ursachen mancher Fehler in der Simulation lassen sich allein durch die Messung des elektrischen Übertragungsverhaltens des Filters nicht erkennen. Die Visualisierung der akustischen Oberflächenwelle wäre eine große Hilfe bei der Detektion von Fehlerquellen und der Validierung und Verifikation von Simulationsprogrammen. Außerdem können aus den realen Wellenbildern Materialdaten der verwendeten Substrate ermittelt und so die Eingabedaten der Simulationsprogramme optimiert werden. Schwierigkeiten bei der optischen Erfassung der Oberflächenwellen bereiten aber die hohen Frequenzen und die geringen Amplituden der OFW.

Es wurden bereits verschiedene Methoden zu Detektion von OFW verwirklicht. Da jede Berührung der Oberfläche die akustische Welle stark beeinflusst, haben sich kontaktlose, vor allem optische, Methoden durchgesetzt. Eine Übersicht über optische Messmethoden der akustischen OFW findet sich in [1]:

- Die "Knife-Edge"-Methode macht sich zunutze, dass die akustische Welle lokal die Oberflächennormale verändert. Die Richtung eines an der Oberfläche reflektierten Laserstrahls ist dadurch abhängig von der OFW. Mit Hilfe der gemessenen "Steigungen" kann die relative Amplitude bestimmt werden. Diese Messtechnik ist sehr schnell und einfach zu realisieren [2, 3].
- Zur Messung der akustischen Welle unter Elektroden wurde ein anderer Ansatz verwirklicht. Die akustische Welle in einem Material kann die Polarisation des Lichts verändern. Da die meisten Piezosubstrate transparent sind, wurde bei dieser Aufgabe der Laserstrahl durch das Substrat auf die Rückseite der Elektroden geleitet und die Veränderung der Polarisation gemessen. Die Messmethode ist allerdings bei weitem nicht so empfindlich wie die anderen optischen Methoden [4].

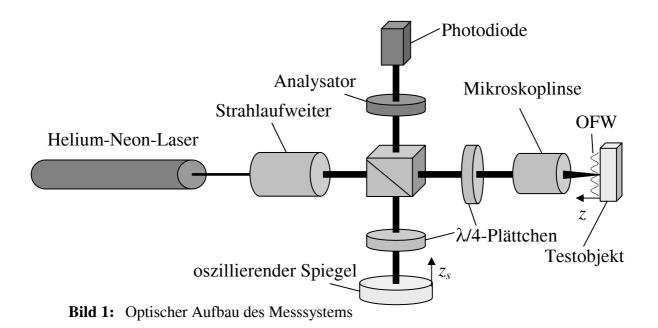
• Die sehr hohe Empfindlichkeit eines Interferometers wurde auch schon für die Messung der OFW verwendet. Mit Hilfe eines homodynen Interferometers wurden bereits relative Amplituden der OFW gemessen [10]. Der Einsatz eines heterodynen Interferometers erlaubt sogar die Messung von Phase und absoluter Amplitude der OFW. Allerdings ist ein heterodyner Aufbau im Vergleich zu einem homodynen Aufbau aufwändiger [5, 6, 7, 8, 9].

Unsere Messmethode basiert auf einem modifizierten homodynen Michelson-Interferometer und erfasst Phase und relative Amplitude der OFW.

2 Optischer Aufbau

Der optische Aufbau unseres Messsystems ist in Bild 1 zu sehen. Als Lichtquelle dient ein Helium-Neon-Laser von Melles-Griot, welcher linear polarisiertes rotes Licht (λ =632,8 nm, P=17mW) im TEM₀₀-Modus emittiert. Damit die OFW, deren Wellenlänge im µm-Bereich liegt, lateral gut aufgelöst werden kann, muss der Laserstrahl auf einen sehr kleinen Durchmesser fokussiert werden. Dazu wird eine Kombination aus einem 5-fach-Strahlaufweiter und einer Mikroskoplinse (Leitz-Wetzlar 125x/0,8) verwendet. Die Strahltaille besitzt damit an der Oberfläche des Testobjekts einen Durchmesser im Submikrometer-Bereich. Allerdings ist die Divergenz des fokussierten Strahls so groß, dass der Abstand zwischen Mikroskoplinse und der Oberfläche des Testobjekts ständig angepasst werden muss. Ein polarisierender Strahlteiler erzeugt einen Messund einen Referenzstrahl. Die beiden $\lambda/4$ -Plättchen haben die Aufgabe, den reflektierten Strahl komplett zur Photodiode zu leiten. Zur Erzeugung klarer Interferenzmuster muss ein Analysator vor der Photodiode (Newport 818-BB21A) verwendet werden. Das von der Photodiode erfasste Intensitätssignal ist unter anderem vom Weglängenunterschied zwischen dem Mess- und Referenzstrahl abhängig. Für eine fixe Position z_s des Referenzspiegels gilt [1]:

$$I(z) = \bar{I} + I_0 \cos \tilde{z} \text{ mit } \tilde{z} = \frac{4\pi}{\lambda} z$$
 (1)



 \overline{I} ist das Gleichsignal und I_0 die Amplitude des Intensitätssignals. λ ist die Wellenlänge des Laserstrahls und z ist die Position des Testobjekts. Veränderungen der Position des Testobjekts im Bereich der Wellenlänge des Laserlichts erzeugen bereits enorme Intensitätsänderungen. Die OFW kann lokal als harmonische Schwingung der Variablen z angesehen werden:

$$I = \overline{I} + I_0 \cos(\widetilde{a}\cos(\omega t + \varphi_0) + \widetilde{z}_0))$$

$$= \dots - 2I_0 J_1(\widetilde{a})\sin(\widetilde{z}_0)\cos(\omega t + \varphi_0) - \dots$$
mit
$$\begin{cases}
\widetilde{a} = \frac{4\pi}{\lambda}a \\
\widetilde{z}_0 = \frac{4\pi}{\lambda}z_0
\end{cases}$$
(2)

 ω ist dabei die Kreisfrequenz, φ_0 der Nullphasenwinkel und a die Amplitude der OFW. Der Arbeitspunkt z_0 ist die Weglängendifferenz zwischen Mess- und Referenzstrahl ohne OFW. $J_1(x)$ bezeichnet die Besselfunktion erster Art, erster Ordnung. Eine harmonische Analyse der Intensität zeigt, dass die Amplitude der Grundfrequenz sowohl von der Amplitude a der OFW als auch von der Weglängendifferenz z_0 abhängt. Aus diesem Grund benötigt das Interferometer eine Stabilisierung der Weglängendifferenz. Wir erreichen das durch definiertes Oszillieren des Referenzspiegels (z_s) und anschließende Signalverarbeitung. Der Spiegel muss dabei mit einer sehr geringen Frequenz angeregt werden, da

es ansonsten zu einer Frequenzmodulation des Interferometersignals kommt. Für die Erfassung der Phasenfront ist es wichtig, dass bei der Frequenzanalyse die Phase φ_0 der OFW direkt abgelesen werden kann.

Zur Abtastung der Oberfläche und zum Nachstellen des Abstands zwischen Mikroskoplinse und Testobjekt dient ein XYZ-Verschiebetisch mit Mikrometerschrauben und Schrittmotoren. Der PC kann die XY-Position mit einer Auflösung von 1,25 µm und die Z-Achse, welche für den idealen Fokus des Laserstrahls nötig ist, mit einer Auflösung von 250 nm einstellen. Der Abstand zwischen Linse und Testobjekt wird an drei Punkten der Oberfläche gemessen und an den restlichen Messpunkten vom PC durch eine Ebene interpoliert.

3 Elektrischer Aufbau und Signalverarbeitung

Zur Erfassung der Amplituden- und Phaseninformation wird das elektrische Signal der Photodiode mit einem Netzwerkanalysator (NWA; Rohde & Schwarz, 9 kHz bis 4 GHz) gemessen. Der Ausgang des NWA wird mit dem Interdigital- Transducer (IDT) auf dem OFW-Filter verbunden, der eine akustische Welle auf dem Testobjekt anregt. Diese wird von dem Interferometer abgetastet und die resultierende Intensitätsvariation wird anschließend von der Photodiode (Bandbreite 1,2 GHz) mit eingebautem Verstärker in ein elektrisches Signal umgesetzt. Zur oben bereits erwähnten Stabilisierung des Interferometers muss die Position des Referenzspiegels verändert werden. Dieses Oszillieren des Spiegels wird mit Hilfe eines an der Rückseite applizierten Piezoaktors realisiert, welcher von einem Funktionsgenerator angesteuert wird.

Zur deterministischen Variation der Referenzspiegelposition wird der Funktionsgenerator mit dem NWA synchronisiert. Der NWA bestimmt nun zu definierten Zeitpunkten die Amplituden- und Phasenbeziehung der beiden elektrischen Signale an Port 1 und Port 2 bei einer festen Frequenz.

Da die Blöcke in Bild 3 linear und zeitinvariant sind, kann der Gesamtfrequenzgang $F_{G}(\omega)$ zwischen Port 1 und Port 2 als Produkt der vier Teilfrequenzgänge geschrieben werden: $F_{G}(\omega) = F_{\text{IDT}}(\omega) \cdot F_{\text{MP}}(\omega) \cdot F_{\text{I}}(\omega) \cdot F_{\text{PD}}(\omega)$ mit

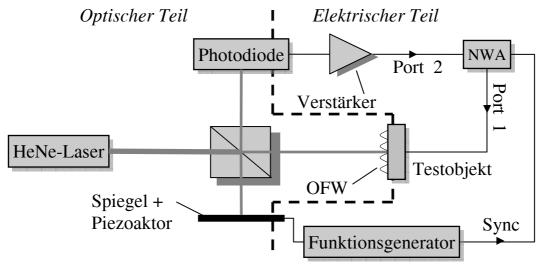


Bild 2: Optischer und Elektrischer Aufbau des Messsystems

- $F_{\text{IDT}}(\omega)$: Dieser Faktor beschreibt das Frequenzverhalten des IDTs.
- $F_{\text{MP}}(\omega)$: Diese Teil beschreibt die Ausbreitung der akustischen Welle auf dem Substrat und ist damit auch vom Messpunkt (x, y) abhängig. Außerdem gehen natürlich die orts- und frequenzabhängige Dämpfung d und die Ausbreitungsgeschwindigkeit v ein.

$$F_{\text{MP}}(\omega) = d(\omega, x, y) e^{j\varphi(v(\omega), x, y)}$$
(3)

- $F_{\rm I}(\omega)$ Dieser Frequenzgang wird durch (2) bestimmt. Da die Position des Referenzspiegels die Weglängendifferenz z_0 verändert, ist dieser Faktor auch von dieser Position abhängig.
- $F_{\text{PD}}(\omega)$: Das Frequenzverhalten der Photodiode inklusive Verstärker wird durch diesen Faktor beschrieben. Da diese Baugruppe (im betrachteten Frequenzbereich) frequenzunabhängig ist, lässt sich dieser Faktor durch eine Konstante beschreiben.

Bei einer festen Frequenz ω , einer festen Messposition x, y und einer festen Weglängendifferenz z_0 kann die Gesamtübertragungsfunktion $F_G(\omega)$ durch eine Konstante beschrieben werden. Wenn nun der Referenzspiegel in Schwingungen versetzt wird und dadurch die Weglängendifferenz z_0 variiert, wird nur die Amplitude der Übertragungsfunktion des Interferometers F_I beeinflusst.

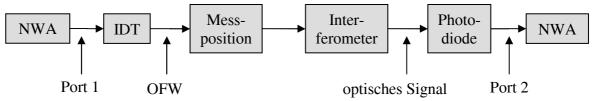


Bild 3: Blockdiagramm des Messsignals

Der NWA misst bei unserem Messsystem die Amplituden und Phasen für zwanzig verschiedene Positionen des Referenzspiegels. Diese Messpunkte müssen wegen der Unabhängigkeit der Phasen von der Variablen z_0 auf einer Linie in der komplexen Ebene liegen. Diesen Sachverhalt gibt Bild 4 wieder, welches sowohl die theoretischen als auch die in der Praxis gemessen Punkte zeigt. Die Abweichung der gemessenen Linie vom Ursprung kann durch elektromagnetische Überkopplung, die Verbreiterung der Linie durch Rauscheinfluss erklärt werden. Wenn die Vibrationsfrequenz des Referenzspiegels vernachlässigt werden kann, so ist die Länge und Steigung der Linie nur noch abhängig von der Amplitude und der Phase der OFW. Kann die Vibrationsfrequenz nicht mehr im Vergleich zum Eingangsbandpassfilter des NWA vernachlässigt werden, so ist die Länge der Linie zusätzlich von der Amplitude der Schwingung des Referenzspiegels und der Anzahl der vom NWA durch seinen Zwischenfrequenzfilter begrenzt gemessenen Oberwellen abhängig.

In [11] haben wir diesen Einfluss verwendet, um die absolute Amplitude der Schwingungen des Referenzspiegels und eines Volumenquarzschwingers zu ermitteln. Bei unseren typischen Anregungsamplituden des Referenzspiegels im Bereich von einer Achtel Wellenlänge des Lichts sollte die Bandbreite des Eingangsbandpassfilters etwa viermal größer als die Anregungsfrequenz des Referenzspiegels sein.

Bei einer Messung fährt der PC verschiedene Messpunkte einer Oberfläche mit Hilfe des XYZ-Verschiebetisches an und wertet die Messdaten des NWA an jedem Punkt aus. Die berechnete Drehung und Länge der Messlinie werden anschließend in einer Datei gespeichert.

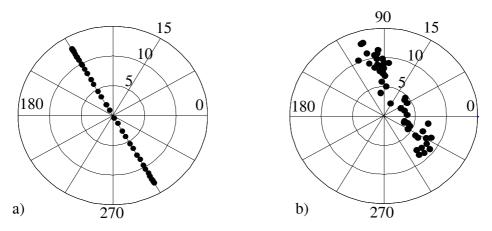


Bild 4: NWA-Bildschirmanzeige: a) Theorie, b) Messung

4 Minimal detektierbare Amplitude des Messplatzes

Die Detektionsgrenze der OFW ist theoretisch hauptsächlich durch das Schrotrauschen der Photodiode begrenzt. Wenn nur dieses berücksichtigt wird, liegt die Detektionsgrenze [1]:

$$\Delta x = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{2hc\Delta f}{\lambda \eta W_0}} \tag{4}$$

Dabei sind h das Plancksche Wirkungsquantum, c die Lichtgeschwindigkeit, λ die Wellenlänge des Lasers, η die Quanteneffizienz der Photodiode und W_0 die Laserleistung, die an der Photodiode ankommt. Durch die Verwendung eines Netzwerkanalysators, dessen Eingangsfilter eine Bandbreite $\Delta f = 100\,\mathrm{Hz}$ besitzt, können wir minimale Auslenkungen von $\Delta x = 12\,\mathrm{fm}$ erfassen.

Eine praktische Überprüfung dieser Grenze wurde wie folgt realisiert: Der Referenzspiegel wurde so stark angeregt, dass seine Amplitude größer als ein paar Lichtwellenlängen war. Dabei wurden die Spannungen bei konstruktiver und destruktiver Interferenz mit einem Oszilloskop erfasst. Mit der Differenz und Linearisierung von (1) kann die Gesamtverstärkung des Systems berechnet werden. Berücksichtigt man noch, dass der Rauschteppich des NWA bei -90 dBm liegt, so kann noch eine Auslenkung von $\Delta x_{prakt} = 1,6$ pm mit dem Messplatz

platz erfasst werden, wenn man von einem minimalen Signal-zu-Rauschverhältnis von 1 ausgeht.

5 Messungen eines OFW-Filters

Zur Demonstration des Messsystems wurde die OFW über die gesamte Fläche eines anregenden uniformen Wandlers gemessen. Das Filter ist auf Lithiumniobat aufgebaut, auf welchem Aluminium-IDT-Strukturen aufgebracht wurden. Im Beispiel wurde der IDT mit einer Frequenz von ca. 40 MHz angeregt. Auf dem vorliegenden Kristallschnitt hat die Rayleigh-OFW eine Geschwindigkeit von etwa 3400 m/s, was einer lateralen Wellenlänge von etwa 80 μm entspricht. Bild 5 zeigt von oben nach unten jeweils eine Mikroskopaufnahme des untersuchten Bereichs und die vom Messsystem dazu gelieferte Amplituden- und Phaseninformation. Wie aus (2) zu entnehmen, wirkt sich die Reflektivität der Oberfläche nur auf die Amplitudeninformation aus. Wegen der großen unterschiedlichen Reflektivität von LiNbO₃ und Aluminium kann die Position der Messdaten genau zu der Position der IDT-Struktur angegeben werden. Die beiden Bilder wurden mit einer Schrittweite von 2,5 μm abgetastet. Die linke Hälfte zeigt dabei einen Bereich von 250 μm auf 187,5 μm, die rechte Hälfte einen Ausschnitt von 1467,5 μm auf 637,5 μm.

Bild 6a) zeigt die Phase längs einer horizontalen Längsschnitt durch Bild 5c1). Da die Phase nur im Bereich von 0° bis 180° gemessen wird, finden sich periodisch Phasensprünge, die durch anschließende Signalverarbeitung entfernt werden können (Bild 6b). An Hand der streng monoton wachsenden Phase erkennt man, dass die akustische Welle sich nach links bewegt. Das Bild 5c2) zeigt dagegen eine zunächst streng monoton wachsende Phase, die sich aber in der Mitte des Wandler umdreht und danach streng monoton abfällt. Dies lässt auf zwei akustische Wellen schließen, die sich von der Mitte der IDT-Struktur nach links bzw. nach rechts ausbreiten. An der Helligkeit der Amplitudenbilder 5b1, 5b2) kann man zudem erkennen, dass die Messgröße zur unteren Sammelschiene hin abnimmt. Die Reflektivität bleibt aber in diesem Bereich konstant. Dies kann also nur von einer Abnahme der OFW-Amplitude herrühren. Die Energie der OFW ist damit in der Mitte der IDT-Strukturen am größten. Im Bild 5b2) sieht

man, dass es Teilwellen (Streifen) gibt, die nach unten wegwandern. Diese Teilwellen stellen Verluste das Filter dar.

Zur Veranschaulichung lassen sich aus den um die Reflektivität bereinigten Amplituden A(x, y) und Phasen $\varphi(x, y)$ die komplexe Amplitude $\underline{A}(x, y)$ berechnen und damit animierte Bilder der OFW generieren.

$$z(x, y, t) = \operatorname{Re}\{\underline{A}(x, y)e^{j\omega t}\} \quad \text{mit} \quad \underline{A}(x, y) = A(x, y)e^{j\varphi(x, y)}$$
 (5)

Damit sind leicht die Ausbreitungsrichtungen von akustischen Wellen zu erkennen. Natürlich kann aus der Phaseninformation auch die lokale Wellenlänge der OFW ermittelt werden (Bild 6b).

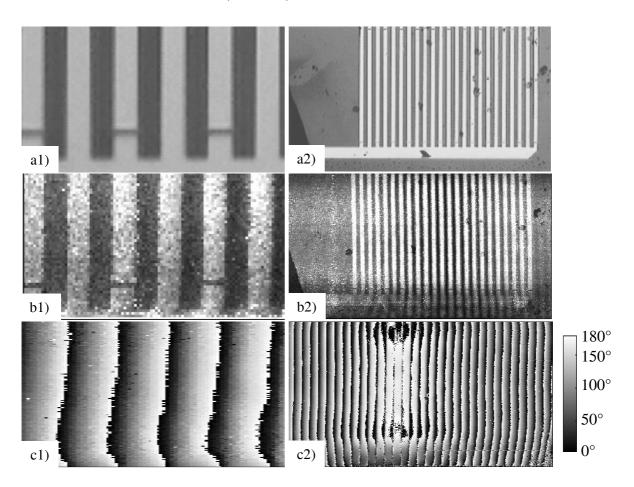


Bild 5: Messungen eines OFW-ZF-Filters. a1), a2) Mikroskopbild und zugehörige gemessene Amplitude (b1,b2) und Phase (c1,c2).

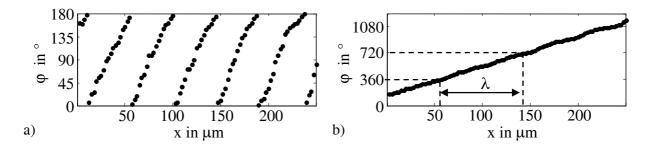


Bild 6: Phase längs einer horizontalen Linie in Bild 5c3). a) Rohdaten b) nachbearbeitete Daten ("unwrapping").

Daraus und aus der Anregungsfrequenz folgt die Phasengeschwindigkeit der OFW. Aus der Amplitudeninformation lassen sich Dämpfungen der akustischen Welle bestimmen. Mit diesen Informationen kann auf Materialparameter wie die Steifigkeitskoeffizienten zurückgerechnet werden.

6 Zusammenfassung und Ausblick

Es wurde gezeigt, dass sich mit einem modifizierten homodynen Michelson-Interferometer sowohl relative Amplituden- als auch Phaseninformationen einer hochfrequenten OFW bestimmen lassen. Die Arbeitspunktabhängigkeit des Interferometerausgangssignals wurde dabei mit einem oszillierenden Referenzspiegel und anschließender Signalverarbeitung umgangen. Eine Stabilisierung des Interferometers ist daher nicht mehr notwendig. Zur hochempfindlichen Messung von Amplitude und Phase wurde ein NWA verwendet. Dieser erzeugt auf Grund seiner schmalbandigen Eingangsfilter ein sehr hohes Signal-zu-Rauschverhältnis. Die Funktionsweise wurde am Beispiel eines OFW-Filters demonstriert. Der Aufbau wurde auch schon erfolgreich dazu verwendet, um OFW-Resonatoren bei einer Frequenz von 433 MHz zu untersuchen.

Als nächstes soll die Reflektivität der Substratoberfläche simultan mit einem Oszilloskop erfasst werden, um die unbekannte Reflektivität der Oberfläche zu eliminieren und dadurch die absolute Amplitude der OFW messbar zu machen. Durch erste Versuche konnte gezeigt werden, dass die OFW des 433-MHz-Resonators mit einer Amplitude von 250 pm schwingt.

Literatur

- [1] C.B. Scruby and L.E. Drain: "Laser ultrasonics", London: Hilger, 1990
- [2] H. Kamizuma, Ken-ya Hashimoto, Tatsuya Omori and Masatsune Yamaguchi: "Development of fast-scanning laser probe system based on knife-edge method for diagnosis of RF surface acoustic wave devices", IEEE Transactions on UFFC, Vol. 53, No.6, pp. 1186-1192, 2006
- [3] Helge E. Engang and Arne Ronnekleiv: "Enhancement of SAW laser probe measurements by signal processing", IEEE Ultrasonics Symposium, pp. 217-220, 1999
- [4] Shinichi Wakana, Akinori Miyamoto, Akio Ito: "Backside observation technique for SAW distribution under electrodes", Proc. IEEE Ultrasonics Symposium, pp. 1714-1717, 2003
- [5] A. Ruiz, P. B. Nagy: "Laser-ultrasonic surface wave dispersion measurements on surface-treated metals", Ultrasonics 42, pp.665-669, 2004
- [6] D. Clorennec D. Royer: "Analysis of surface acoustic wave propagation on a cylinder using laserulrasonics", Applied Physics Letters, Vol. 86, No. 25, pp. 4608-4610, 2003
- [7] X. Jia, A. Bourmiz, G. Quentin: "Laser interferometric detection of ultrasonic waves propagating inside a transparent solid", Applied Physics Letters, Vol. 63, No. 16, pp. 2192-2194, 1993
- [8] K. Kokkonen, J.V. Knuuttila, V.P. Plessky, M.M. Salomaa: "Phase-sensitive absolute-amplitude measurement of surface waves using heterodyne interferometry", Proc. IEEE Ultrasonics Symposium, pp. 1145-1148, 2003.
- [9] Takao Chiba: "Optical measurment and numerical analysis of SAW propagation at dispersive delay line on Y-Z LiNbO3 substrate", Proc. IEEE Ultrasonics Symposium, pp. 1718-1721, 2003.
- [10] J.V. Knuuttila, P.T. Tikka, M.M. Salomaa: "Scanning Michelson interferometer for imaging surface acoustic wave fields", Optics Letters, Vol. 25, No. 9, pp. 613-615, 2000
- [11] A. Gollwitzer, G. Fischerauer: "Calibration-free non-contact measurement of nano-amplitudes of MHz vibrations", Proc. International Conference on Instrumentation, Communication and Information Technology, Bandung, Aug. 2005

Untersuchungen zur Verringerung der Messunsicherheit nichtindustrieller Infrarot-Gassensoren

Olga Zhelondz, Michael Horn, Hans-Rolf Tränkler

Universität der Bundeswehr München, Institut für Mess- und Automatisierungstechnik, Neubiberg bei München Tel.: 089-6004 4636, e-mail: Olga.Zhelondz@unibw.de

Kurzfassung

Zur Verbesserung der Messeigenschaften von zweikanaligen optischen Gassensoren wurde ein Konzept für die sensornahe Signalverarbeitung und kostengünstige Kalibrierung erarbeitet, welches strukturelle Maßnahmen, die digitale Signalverarbeitung der Sensorsignale sowie Methoden zur kostengünstigen Kalibrierung beinhaltet. Durch digitale Signalverarbeitung werden die durch Driften verursachten Störungen sehr gut unterdrückt, sowie die Temperaturund Druckeinflüsse auf den Nullpunkt und die Empfindlichkeit der Sensoren reduziert. Die kostengünstige Kalibrierung wird durch die Klassifikation der Modellparameter in typ- und exemplarspezifische möglich. Die physikalisch bedingten typspezifischen Parameter werden als Mittelwert genommen.

1 Einleitung

Das kontrollierte Belüften von Räumen ist ein wichtiger Faktor bei der Betrachtung sowohl energetischer und wohnklimatischer als auch bauphysikalischer Fragestellungen: um das Ziel der Energieeinsparung zu erreichen und damit eine Schonung von Ressourcen und wirksame Entlastung der Umwelt zu gewährleisten, muss der für das Wohlbefinden und die Bauhygiene erforderliche Luftwechsel durch technische Maßnahmen wie eine bedarfsgerechte, automatische dezentrale Heizungs- und Lüftungssteuerung sichergestellt werden.

Für eine breite Anwendung in Luftüberwachungssystemen werden zuverlässige Kohlendioxid(CO₂)-Sensoren benötigt, da CO₂ im allgemeinen als Leitgas für die Raumluftqualität verwendet wird. Ein Vergleich der Eigenschaften kommerziell erhältlicher CO₂-Sensoren mit unterschiedlichen Wirkprinzipien zeigt, dass sich besonders Infrarot(IR)-Sensoren für eine Anwendung im Bereich der Lüftungssteuerung eignen, da sie relativ langzeitstabil sind und eine sehr gute Selektivität besitzen.

2 Stand der Technik und Aufgabenstellung

Einige beispielhafte Sensorkennlinien von ausgewählten CO₂-Sensoren namhafter Hersteller sind in Bild 1 gezeigt.

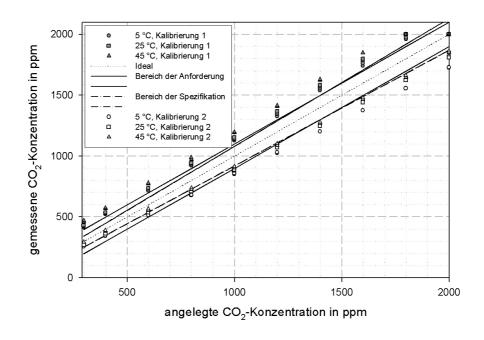
Die gemessenen Sensorkennlinien weichen z.T. stark von den spezifizierten ab, die Messeigenschaften ändern sich mit der Zeit und der Einfluss der Temperatur auf die Empfindlichkeit ist deutlich erkennbar. Daraus ergibt sich die Notwendigkeit der Erarbeitung einer Strategie zur Verbesserung der Messeigenschaften von IR-Gassensoren. Dies ist eine komplexe Aufgabe, die von Untersuchungen zu schaltungstechnischen Maßnahmen über die Signalverarbeitung und Modellierung des Sensorverhaltens bis hin zu einer kostengünstigen Kalibrierung reicht [1].

3 Signalwandlung in IR-Sensoren

Die Konzentrationsmessung bei IR-Sensoren beruht auf der von der Konzentration des Messgases abhängigen Absorption der Strahlung durch die CO₂-Moleküle. Die am IR-Detektor ankommende Strahlungsintensität wird durch das Lambert-Beersche Gesetz beschrieben [2]:

$$I_D(\lambda) = I_L(\lambda) \cdot e^{-\varepsilon_{CO2}(\lambda, T, p) \cdot x_{CO2} \cdot l}$$
(1)

Dabei sind $i_L(\lambda)$ und $i_D(\lambda)$ die spektralen Strahlungsintensitäten vor und nach der Absorption, $\varepsilon_{CO2}(\lambda, T, p)$ der spektrale spezifische Absorptionskoeffizient, x_{CO2} die Gaskonzentration in der Küvette und 1 die Küvettenlänge.



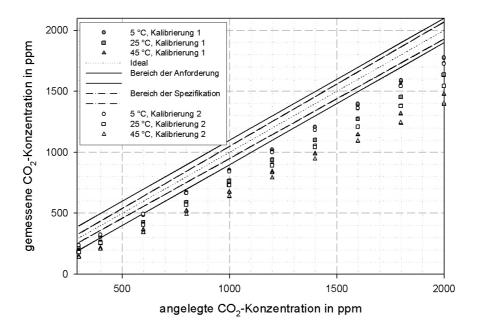


Bild 1: Beispielhafte Ergebnisse der Kalibrierung von markterhältlichen Sensoren.

Im untersuchten IR-Sensor wurde die Strahlungsquelle periodisch mit einer Modulationsfrequenz von 1 Hz und einem Tastverhältnis von 1:1 angesteuert, was bei konstanten Bedingungen einen periodischen Verlauf der Spannungen im Mess- und Referenzkanal des Pyrodetektors [3] erzeugt. In Bild 2 ist die Struktur des betrachteten Sensorsystems einschließlich der Signalverarbeitung dargestellt.

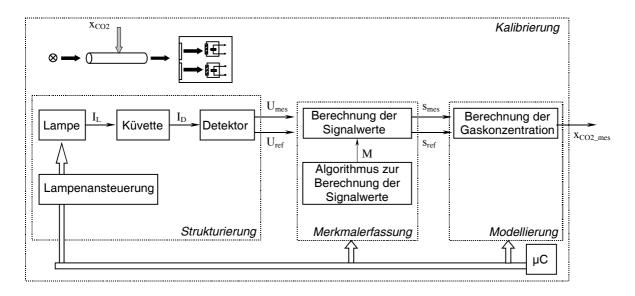


Bild 2: Blockschaltbild eines zweikanaligen IR-Gassensors und zugeordnete Maßnahmen zur Verbesserung der Eigenschaften

Die Eigenschaften der optischen und elektrischen Komponenten in Abhängigkeit von verschiedenen Einflüssen und der Zeit bewirken Rauschen und Driften der Spannungsverläufe an den Ausgängen des IR-Detektors sowie Änderungen des Nullpunktes und der Sensorempfindlichkeit.

Drifterscheinungen von Eigenschaften des Sensorsystems, Einflussgrößenwirkungen sowie räumliche Unsymmetrien im Verhalten der beiden Kanäle werden zunächst durch strukturelle Maßnahmen reduziert, so dass die periodischen Spannungsverläufe U_{mes} und U_{ref} der Kanäle möglichst weitgehend von Störeinflüssen befreit werden (Strukturierung). Die Aufgabe der weiteren Signalverarbeitung ist, die Nutzinformation von den Störinformationen zu trennen (Merkmalerfassung) und zur Berechnung der CO₂-Konzentration unter Berücksichtigung der Wirkung von Einflussgrößen zu verwenden (Modellierung). Durch Kalibrierung werden Einflüsse von Fertigungsstreuungen reduziert.

4 Strukturierung des Sensorsystems

Laut Stefan-Boltzmannschem Gesetz ist die Intensität der Strahlungsquelle I_L proportional der vierten Potenz der absoluten Strahlungstemperatur T_L , welche wiederum mit dem Lampenwiderstand R_L im Zusammenhang steht.

$$I_L \sim T_L^4 = \left(\frac{1}{\alpha_{Wolfram}} \cdot \left(\frac{R_L}{R_{293}} - 1\right) + 293 K\right)^4 \tag{2}$$

wobei R_{293} der Widerstandswert und $\alpha_{Wolfram} = 0,0041$ 1/K der Temperaturkoeffizient des elektrischen Widerstandes von Wolfram bei 293 K sind.

Oft wird versucht, die Lampentemperatur T_L und somit die Strahlungsintensität I_L der Glühlampe durch eine Stabilisierung der Lampenspannung U_L konstant zu halten [4]. In diesem Fall ändert sich jedoch die Lampentemperatur T_L durch Einflüsse von der Strahlungsumgebung. Die Strahlungsintensität der Lampe kann daher besser durch Stabilisierung des Lampenwiderstandes R_L konstant gehalten werden (Bild 3).

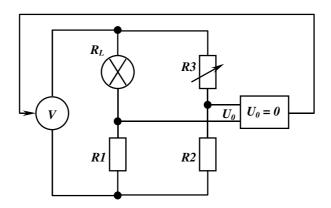


Bild 3: Stabilisierung des Lampenwiderstandes R_L.

Langfristige Änderungen der Strahlungsintensität werden durch alterungs- und verschmutzungsbedingte Verluste an Strahlungsintensität sowie Instabilitäten des optischen Aufbaus verursacht. Die Wirkung langfristiger Schwankungen der Strahlungsintensität wird durch strukturelle Maßnahmen (z.B. Zweistrahlprinzip) ([5], [6]) und entsprechende weitere Signalverarbeitung [7] verringert.

5 Optimierung der Merkmalerfassung

Änderung der zu detektierenden CO₂-Konzentration führt zu Änderungen der Spannungsverläufe U_{mes} und U_{ref} am Detektor (Bild 2), welche wiederum durch Änderungen bestimmter Eigenschaften (Merkmale) dieser Signale beobachtet

werden können. Die typischen Spannungsverläufe U_{mes} und U_{ref} enthalten gleiche Driftanteile, welche durch Driften der Sensoreigenschaften und Überlagerung mit transienten niederfrequenten Störungen hervorgerufen werden, und zufällige höherfrequente Fehleranteile (Rauschen) (Bild 4).

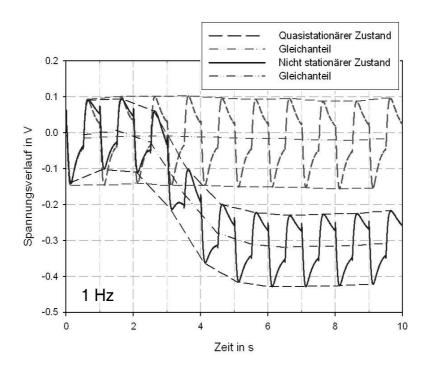


Bild 4: Typische Spannungsverläufe der beiden Kanäle des Sensors im eingeschwungenen Zustand und unter dem Einfluss sich ändernder Temperatur

Daher muss die Merkmalerfassung so erfolgen, dass die unerwünschten Rauschen- und Driftanteile möglichst gut unterdrückt werden.

5.1 Vergleich der Methoden zur Merkmalerfassung

In Bild 5 sind bekannte Methoden zur Merkmalerfassung verglichen, welche in der Messtechnik zur Rauschunterdrückung verwendet werden [8], und wird eine neue Methode (Ähnlichkeitsfilterung) vorgestellt. Aus Bild 5 folgt, dass die bekannten Methoden zur Merkmalerfassung besonders stark empfindlich gegenüber Driften des Gleichanteils sind. Die vorgeschlagene digitale Ähnlichkeitsfilterung ist dagegen wesentlich unempfindlicher gegenüber langsamen Schwankungen des Gleichanteils und zeigt die beste Unterdrückung von Störungen durch Driften 0. bis 3. Ordnung.

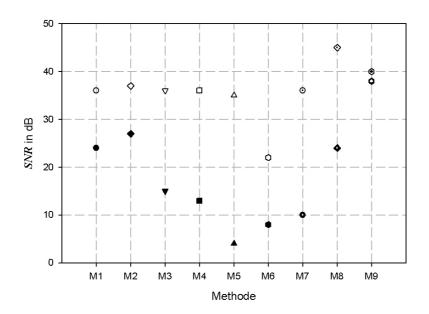


Bild 5: Vergleich der untersuchten Methoden zur Merkmalerfassung. Merkmale: M1 – maximale Differenz der periodischen Spannung, M2 – Fläche unter dem Spannungsverlauf, M3 – Amplitudenkombination nach DFT, M4 – Signal aus Lock-In-Verstärkung, M5 – KKF, M6 – maximale Differenz der Steigung des Messsignals, M7 – Signal nach Butterworth-Filterung, M8 – Signal nach Kalman-Filterung, M9 – Signal nach Ähnlichkeitsfilterung.

5.2 Digitale Ähnlichkeitsfilterung

Für eine Periode $U_i(t)$ des Eingangssignals U(t) des Ähnlichkeitsfilters wird eine Pattern-Funktion PF(t) so ausgewählt, dass diese möglichst rauschfrei ist und das beinahe ideale Verhalten innerhalb einer Periode bei gegebenen Bedingungen wiedergibt. Jede Periode $U_i(t)$ wird so an die Pattern-Funktion PF(t) angepasst, dass diese durch das Modell $U_{\text{Modell}_i}(t)$ nach (3) beschrieben wird. Die Driftanteile innerhalb jeder Periode werden durch eine Funktion dritter Ordnung ausreichend genau beschrieben.

$$U_{Modell} \quad i(t) = a_i \cdot PF(t) + b_i + c_i \cdot t + d_i \cdot t^2 + e_i \cdot t^3$$
(3)

Die Koeffizienten a_i , b_i , c_i , d_i und e_i des Modells (3) werden so bestimmt, dass die Gütefunktion GF (4) minimal wird. Als konzentrationsabhängiges Merkmal M_i für die i. Periode wird der Ähnlichkeitskoeffizient a_i verwendet.

$$GF = \sum_{j=1}^{n} (a_i \cdot PF(t_j) + b_i + c_i \cdot t_j + d_i \cdot t_j^2 + e_i \cdot t_j^3 - U_i(t_j)) \implies min$$
 (4)

j ist die Nummer des Punktes und n die Anzahl der Punkte in der i. Periode. Vorteile dieser Methode sind:

- weitgehende Trennung der Signalwerte von Driften durch Modellierung der Driftanteile
- Reduzierung zufälliger Fehleranteile durch Minimierung der Gütefunktion
- der Wert der Gütefunktion ist ein online verfügbares Kriterium für die Qualität der Messung

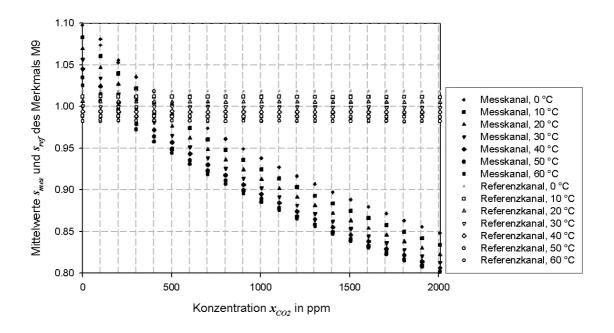
6 Verringerung der Wirkung von Temperatur- und Druckeinflüssen

Die Umgebungstemperatur beeinflusst die Intensität der Lampenstrahlung, die Materialeigenschaften der optischen Elemente sowie das spektrale Absorptionsvermögen des Messgases. Die Änderung der Umgebungstemperatur verursacht im wesentlichen nur eine Parallelverschiebung der Sensorkennlinien, so dass der dominierende Temperaturfehler für diese Sensoren ein Nullpunktfehler ist (Bild 6, oben).

Die durch Temperaturänderung verursachten Nullpunktverschiebungen der Signalwerte zeigen eine Unsymmetrie der stationären thermischen Eigenschaften der Kanäle am Nullpunkt.

6.1 Korrektur von Temperatureinflüssen auf den Nullpunkt

In der Literatur wird angegeben, dass zur Erzielung einer ausreichenden Nullpunktstabilität die beiden Kanäle in ihrer Empfindlichkeit exakt gleich sein sollten bzw. durch einen entsprechenden Abgleich abgestimmt werden müssen. Das Verhalten der beiden Kanäle am Nullpunkt ist im betrachteten Temperaturbereich unterschiedlich, aber hinreichend linear von der Temperatur abhängig (Bild 6, unten). Eine wesentlich bessere Symmetrie des Temperaturverhaltens der Kanäle am Nullpunkt wird daher durch die lineare Transformation (5) mit den Koeffizienten s₀ und k₁ erreicht [9]



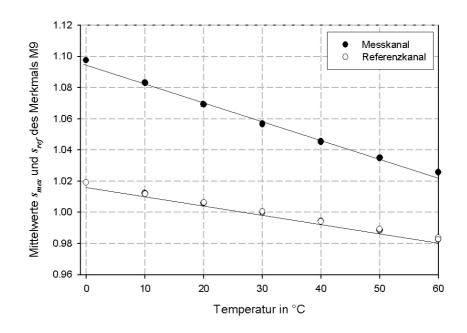


Bild 6: Konzentrationsabhängigkeit der Signalwerte s_{mes} und s_{ref} der Kanäle (oben) und Unsymmetrie des thermischen Verhaltens der Kanäle am Nullpunkt (unten)

$$s_{mes}(x_{CO2} = 0, \Delta T) = s_{ref}^{symm}(\Delta T) = k_1 \cdot s_{ref}(\Delta T) + s_0$$
 (5)

Diese Symmetrierung der stationären thermischen Eigenschaften der beiden Kanäle am Nullpunkt bewirkt eine sehr effektive implizite Korrektur der Temperatureinflüsse im untersuchten Temperaturbereich von 0 °C bis 60 °C.

6.2 Korrektur von Temperatur- und Druckeinflüssen auf die Empfindlichkeit

Zur Reduzierung von Temperatur- und Druckeinflüssen auf die Empfindlichkeit des Sensors wird das Modell (6) mit fünf Modellparametern verwendet.

$$\frac{s_{mes} - k_1 \cdot s_{ref} - s_0}{k_2 \cdot (k_1 \cdot s_{ref} + s_0)} = y_{nenn} \cdot \frac{\left(e^{-\varepsilon_{CO2} \cdot x_{CO2} \cdot l_K \cdot (1 + \beta \cdot \Delta T) \cdot \frac{p}{p_{nenn}} - 1\right)}}{\left(e^{-\varepsilon_{CO2} \cdot x_{nenn} \cdot l_K} - 1\right)}$$
(6)

Die Parameter s_0 und k_1 dienen zur Symmetrierung der Kanaleigenschaften und damit zur Korrektur der dominierenden Temperatureinflüsse auf den Nullpunkt. Weitere Modellparameter sind k_2 (Koeffizient der Empfindlichkeit), ϵ_{CO2} (spezifischer Absorptionskoeffizient) und β (Temperaturkoeffizient der Absorption). Durch Modellierung des Sensorverhaltens mit Symmetrierung des Temperaturverhaltens der Kanäle am Nullpunkt und zusätzlicher Korrektur der Temperatur- und Druckabhängigkeiten der Empfindlichkeit wurde eine beispielhafte Messunsicherheit von ca. 50 ppm CO $_2$ im Konzentrationsbereich von 0 bis 2000 ppm und Temperaturbereich von 0 bis 50 °C erreicht.

7 Reduzierung der Wirkung von Fertigungsstreuungen

Für eine Einzelkalibrierung jedes Sensors unter Einbeziehung aller fünf Parameter des Modells (6) werden mindestens fünf Messpunkte benötigt, was aber zeit- und kostenaufwendig ist. Da das Modell (6) ein physikalisches Modell ist, sind die Koeffizienten des Modells physikalisch interpretierbar und können in typspezifische bzw. exemplarspezifische unterteilt werden. Die exemplarspezifischen Parameter werden für jeden Sensor einzeln berechnet. Die typspezifi-

schen Parameter werden aus dem Mittelwert über das ganze Ensemble bestimmt. Die angestrebte Messunsicherheit von 100 ppm kann demnach durch Kalibrierung an mindestens drei Stützpunkten bei zwei Konzentrationen und zwei Temperaturen erreicht werden. Wenn dabei für jedes Exemplar nur die exemplarspezifischen Parameter s_0 , k_1 , k_2 bestimmt werden, beträgt die beispielhafte mittlere Messunsicherheit ca. 75 ppm.

Der Steigungskoeffizient k_1 der Symmetrierfunktion ist unabhängig von der Strahlungsintensität [9] und könnte durch den Hersteller der Strahlungsdetektoren bestimmt und im Datenblatt angegeben werden. Das würde den Sensorhersteller in die Lage versetzen, die Anzahl der für die Kalibrierung benötigten Stützpunkte auf zwei zu reduzieren. Vorteil dabei wäre, dass diese Stützpunkte bei nur einer Temperatur aufgenommen werden müssten. Der Nullpunktkoeffizient s_0 ist u.a. abhängig von der Strahlungsintensität und muss durch den Hersteller des Sensorsystems selbst bestimmt werden.

8 Zusammenfassung

Zur Verbesserung der Messeigenschaften von zweikanaligen IR-Gassensoren wurde ein Konzept für die sensornahe Signalverarbeitung und kostengünstige Kalibrierung erarbeitet.

Der vorgeschlagene Ansatz zur Berechnung konzentrationsabhängiger Signalwerte zeigt im Gegensatz zu herkömmlichen Methoden eine sehr gute Unterdrückung von durch Driften verursachten Störungen. Zur Berechnung der CO₂-Konzentration aus den driftbefreiten Signalen wurde ein physikalisches Modell des Sensorverhaltens entwickelt, welches sowohl eine Soft-Symmetrierung des unterschiedlichen stationären Temperaturverhaltens der Kanäle am Nullpunkt, als auch eine zusätzliche Korrektur der Wirkung von Temperatur- und Druckeinflüssen auf die Empfindlichkeit beinhaltet. Eine kostengünstige Kalibrierung wird durch individuelle Bestimmung nur der exemplarspezifischen Parameter für jeden Sensor ermöglicht.

Das vorgestellte Konzept zur sensornahen Signalverarbeitung bildet die Voraussetzung für die Verringerung der Wirkung von Umgebungseinflüssen und

Drifterscheinungen und gewährleistet somit eine geringe Messunsicherheit sowie hohe Zuverlässigkeit miniaturisierter zweikanaliger IR-Gassensoren.

9 Danksagung

Die Arbeit wurde im Rahmen des Stipendienprogramms der Deutschen Bundesstiftung Umwelt (DBU) gefördert (AZ 20002/353).

Literatur

- [1] Zhelondz, Olga: Untersuchungen zur Verringerung der Messunsicherheit von nichtindustriellen Infrarot-Gassensoren, Dissertation: Universität der Bundeswehr München, 2006
- [2] Lee, Duk-Dong; Lee, Dae-Sik: Environmental Gas Sensors, IEEE Sensors Journal, Vol. 1, № 3, p. 214-224, 2001
- [3] Firmenschrift der Fa. InfraTec GmbH: Pyroelectric & Multispektral Detektors
- [4] Erbel, Markus; Gehrke, Andreas; Korbmacher, Stephan; Wiegleb, Gerhard: Miniaturisierter Infrarot-Gassensor mit integrierter Mikromembranpumpe zur Detektion von Kohlendioxid in der Umgebungsluft, Technisches Messen № 4, S. 147-151, 1997
- [5] Schmale, Udo.: Entwicklung eines langzeitstabilen Niedrigenergie-IR-Gassensors, Dissertation: Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, 2000
- [6] Johnston, Sean F: Gas monitors employing infrared LEDs, Meas. Sci. Technol. 3, S. 191-195, 1992
- [7] Weathers, Jim; Ropson, Steven; Syllaios, A. J.: New sensor system measures multiple gas concentrations, InTech, the International Journal for Measurement and Control, №12, 2000
- [8] Liu, Ji-Gou: Verbesserung der Messgenauigkeit in rechnergesteuerten Mess- und Prüfsystemen, Technisches Messen № 9, S. 390-398, 2002
- [9] Zhelondz, Olga; Horn, Michael: Symmetrising the Channels of a multicolour pyroelectric detector by signal processing, IRS2 Conference for Infrared Sensors and Systems, 25-27 May 2004, Nuremberg, p. 285-290

Augeninnendruckmessung mit einem optimierten Messsystem zur Luft-Applanationstonometrie

Thomas Weber, Roland Werthschützky

Institut für Elektromechanische Konstruktionen, Prof. Werthschützky, TU Darmstadt Tel.: 06151 16-5496, e-mail: t.weber@emk.tu-darmstadt.de

Kurzfassung

Zur Diagnose und Behandlung des Glaukoms (grüner Star) ist die Messung des Augeninnendrucks (Tonometrie) notwendig. Ziel der vorliegenden Arbeit ist die Weiterentwicklung der Luft-Applanationstonometrie hinsichtlich Messunsicherheit und technologischer Realisierung. Dazu wird zunächst der Messvorgang am Auge bzw. dessen Reaktion analysiert. Eine Abschätzung der systematischen Fehler zeigt die Abhängigkeit der Messunsicherheit von Hornhautdicke, zu messendem Augeninnendruck und der Eigensteifigkeit der Hornhaut auf. Die zufälligen Fehler werden vor allem durch stochastische Positionierabweichungen der Messeinheit vor dem Auge bestimmt. Für eine optimierte technologische Realisierung des Tonometers wird die Entwicklung eines integrierten optischen Messsystems für die Positions- und Applanationserfassung vorgestellt, das nach dem Prinzip einer diskret aufgebauten Quadrantendiode arbeitet.

1 Verfahren zur Augeninnendruckmessung

Die Erkrankung an einem Glaukom (im Volksmund "grüner Star") beschreibt das Absterben der optischen Rezeptoren im Auge. Da es sich hier um einen irreversiblen Prozess handelt, führt eine Glaukomerkrankung unbehandelt zur Erblindung. Bis zu einem Ausfall der Rezeptoren von ca. 40-60% bleibt die Erkrankung vom Betroffenen unbemerkt. Daher ist eine frühzeitige Diagnose durch Vorsorgeuntersuchungen unerlässlich. Der größte Risikofaktor ist das

Alter, so dass jeder ab dem 40. Lebensjahr sich einer Vorsorgeuntersuchung unterziehen sollte.

Ursache für ein Glaukom ist i.d.R. eine mangelhafte Durchblutung der Netzhaut des Auges in Kombination mit einem erhöhten Augeninnendruck¹. Dabei ist der Augeninnendruck der einzige Indikator für das Risiko einer Glaukomerkrankung. Alle anderen Untersuchungen zeigen nur bereits vorhandene Schäden auf. Daher ist die Messung des Innendrucks, die sog. Tonometrie, ein wesentlicher Bestandteil der Vorsorgeuntersuchung.

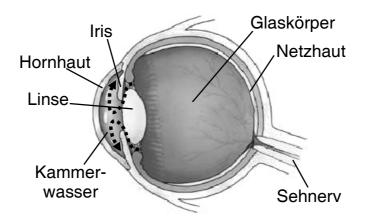


Bild 1: Schnittbild des menschlichen Auges

Im Wesentlichen werden in der Praxis zwei Tonometrieverfahren angewandt: Die Applanationstonometrie nach GOLDMANN (GAT) und die als Non-Contact-Tonometry (NCT) bekannte Methode nach GROLMAN, im Folgenden als Luft-Applanationstonometrie bezeichnet. Beide Verfahren applanieren die Hornhaut (Bild1) des Auges, messen also die Kraft oder den Druck, der für eine definierte Abflachung der Hornhaut notwendig ist [1]. Es liegt also eine indirekte Druckmessung vor.

1.1 GOLDMANN Applanationstonometrie

Dieses Verfahren wird nur kurz vorgestellt, da es sich als Referenz-Tonometrieverfahren etabliert hat. Es handelt sich hier um ein Ausschlagverfahren, bei dem ein transparenter Stempel auf die Hornhaut des Auges gedrückt

_

¹ Im gesunden Auge herrscht im statistischen Mittel ein Druck von ca. 15,5 mmHg bzw. 20,6 mbar

wird. Gemessen wird die Kraft, die notwendig ist, um eine Fläche mit einem Durchmesser von 3,06 mm zu applanieren. Dieser Kraft wird ein Augeninnendruck zugeordnet. Um einen Lidschlussreflex und Fremdkörpergefühl des Patienten zu vermeiden, wird die Hornhaut durch ein Lokalanästhetikum in Form von Augentropfen betäubt.

Aus messtechnischer Sicht kritisch zu betrachten sind mehrere Faktoren:

- Mit zunehmender Einwirkzeit des Anästhetikums sinkt in den ersten 5-10 Minuten nach Verabreichung die Dicke und damit die Steifigkeit also die Gegenkraft der Hornhaut [2].
- Die Hornhautdicke beeinflusst maßgeblich die Gegenkraft auf den Stempel. Hier ist eine Korrektur z.B. nach der *Dresdner Korrekturtabelle*² durchzuführen.
- Die Präzision der zentrierten Positionierung des Messstempels ist für eine korrekte Messung wesentlich.

1.2 Luft-Applanationstonometrie

Die Luft-Applanationstonometrie wird international auch als Non-Contact-Tonometry, kurz NCT, bezeichnet. In Abgrenzung zu anderen "kontaktlos" arbeitenden Verfahren im akustischen Bereich wird diese Bezeichnung jedoch nicht verwendet (s. Abschnitt 1.3).

Dieses Verfahren ist ein Kompensationsverfahren, bei dem mit Druckluft durch einen Staudruck von max. ca. 100 mbar die Hornhaut abgeflacht wird. Dazu wird in einem Abstand von 11 mm eine Düse vor dem Auge zentriert positioniert. Eine rampenförmig ansteigende Druckluftströmung mit einer Dauer von ca. 6 ms erzeugt eine Abflachung auf der Hornhaut des Auges (Bild 2). Gemessen wird der Staudruck, mit dem eine maximal große, plane Abflachung der Hornhaut ermöglicht wird.

_

 $^{^2}$ Eine Abweichung von \pm 25 μ m von der Hornhautdurchschnittsdicke 550 μ m bewirkt einen Messfehler von \pm 1 mmHg (extrapolierbar)

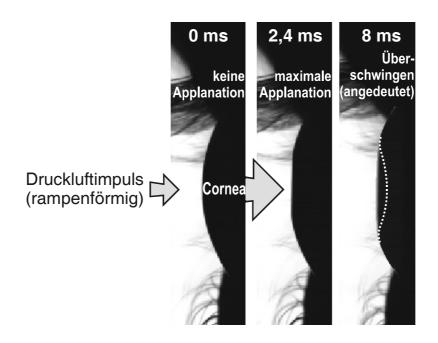


Bild 2: Verformung der Hornhaut des Auges von der sphärischen über die plane zur konkaven Form (Seitenansicht des Auges, aufgenommen mit einer Hochgeschwindigkeitskamera)

Dies ist nach dem IMBERT-FICKschen Gesetz der Zeitpunkt, in dem der Staudruck gleich dem Gegendruck des Auges ist [1]. Auf Grund der nicht vernachlässigbaren Dicke der Hornhaut und den damit verbundenen mechanischen Eigenschaften trifft diese Annahme jedoch nur bedingt zu. Der Gegendruck setzt sich zusammen aus dem Innendruck des Auges sowie den statisch (z.B. Eigensteifigkeit der Hornhaut) und den dynamisch wirkenden Kräften (z.B. Massenbeschleunigungen, s.a. Abschnitt 2.1). Diesem Staudruck wird durch eine lineare Kalibration des Messgeräts ein Augeninnendruck zugeordnet. Steigt der Staudruck weiter an, so kollabiert diese Fläche zu einer konkaven Form (Bild 2).

Die Verformung wird beim Stand der Technik mit einem optischen Reflexionsprinzip erfasst (Bild 3). Die applanierte Hornhaut verhält sich dabei wie eine spiegelnde Oberfläche. Der von einer IR-LED abgestrahlte Strahlungsfluß Φ_1 wird an der Hornhautoberfläche reflektiert und als Strahlungsfluß Φ_2 durch einer Fotodiode erfasst. Zum Zeitpunkt des maximalen Strahlungsflusses bzw. der maximalen Applanation wird der Düsendruck gemessen und durch eine lineare Kalibrationsgleichung in den vergleichbaren Augeninnendruck umgerechnet.

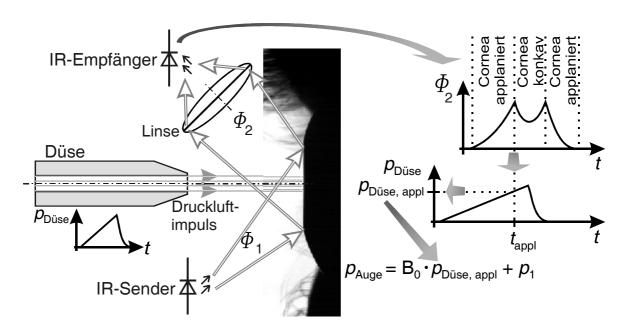


Bild 3: Prinzip der Applanationstonometrie auf Druckluftbasis (NCT)

Die Messunsicherheit und Reproduzierbarkeit der aktuellen Generation von Luftapplanationstonometern ist entgegen den ersten Gerätegenerationen aus den 80er Jahren mit der Goldmann-Tonometrie konkurrenzfähig [4]. Die Vorurteile eines harten, sehr unangenehmen und stark verrauschten Luftstrahls aus den Anfangszeiten existieren teilweise bis heute, sind aber nicht mehr aufrecht zu erhalten. Entscheidender Vorteil des "kontaktlos" arbeitenden Messprinzips ist die nicht notwendige Anästhesie der Hornhaut, da der Lidschlussreflex erst ca. 100 ms nach der Messung einsetzt. Daher darf das Prinzip auch von Laien wie z.B. Sprechstundenhilfen angewandt werden. Das Gefühl des Luftimpulses beim Patienten ist vergleichbar mit einer kurzen Windböe. Die zu erwartenden Einflüsse auf die Messunsicherheit werden in Abschnitt 2.1 aufgezeigt.

1.3 Neuartige Ansätze zur Tonometrie

Unter der Bezeichnung "Dynamic Contour Tonometry" (DCT) wurde ein Verfahren ähnlich dem GOLDMANN-Prinzip entwickelt [5], bei dem die Hornhautdicke einen geringeren Einfluss auf den gemessenen Druck ausübt [10].

Ein akustischer, kontaktloser Ansatz wird im Rahmen des Projekts "GlauPhon" verfolgt [6]. Ziel ist die akustische Anregung des Auges mit modulierten Signalen (Chirp oder Rechteck) mit Grundschwingungen im Bereich von

ca. 50 bis 60 Hz. Aus der Änderung der Eigenfrequenz und der Schwingungsdämpfung soll der Augeninnendruck bestimmt werden. Neuere handgehaltene Tonometer werden hier aus Platzgründen und gegenwärtig geringer Bedeutung nicht vorgestellt.

2 Optimierung der Luft-Applanationstonometrie

Zur weiteren Vervollkommnung der Luft-Applanationstonometrie erfolgt zunächst eine nähere Analyse und theoretische Betrachtung dieses Messverfahrens, dessen Ergebnisse in eine technologische Entwicklung einfließen.

2.1 Analyse und Bewertung der Luft-Applanationstonometrie

Hochgeschwindigkeitsaufnahmen mit 2048 fps zeigen das Verformungsverhalten der Hornhaut (Bild 1)³. Auf Grund der kurzen Belichtungszeiten (ca. 1/5000 s) muss das Auge mit einer hohen Bestrahlungsstärke ausgeleuchtet werden. Um die maximal zulässige Bestrahlung des Auges nicht zu überschreiten, wurde ein Schattographie-Verfahren mit einer Beleuchtung senkrecht zur optischen Achse des Auges gewählt, das jedoch nur eine Projektion der Verformung erfasst. Auch wenn die Rampendauer des Staudrucks je nach Hersteller 6 bis 8 ms beträgt, tritt die maximale Applanation bereits ca. 2,4 ms nach Beginn des Verformungsvorgangs ein (bei einer Rampendauer von 8 ms). Darauf lässt abrupt zunehmende Unschärfe sowie der reflektierte Strahlungsfluss Φ_2 der Applanationserfassung schließen. Die Verschiebung des Hornhautscheitels beträgt bei der maximalen Applanation ca. 250 µm bei einem Durchmesser von ca. 4,5 mm, mit einem verdrängten Volumen von ca. 1,55 µl bzw. ca. 0,02 % bezogen auf das Gesamtvolumen des Auges. Diese Größen werden für die Auslegung des Sensorsystems in Abschnitt 2.2 zu Grunde gelegt.

Während der Messung treten mehrere systematische Fehler auf. In Abschnitt 1.2 wurde bereits die lineare Kalibration der Tonometer aufgeführt, die die Frage nach nichtlinearen Abhängigkeiten aufwirft. In eigenen Untersuchungen [7] wurde gezeigt, dass dem aufgebauten Staudruck (=100%) zu max. ca. 84 % der

³ Gemessen mit dem Topcon CT-10; Bildauflösung: 15μm/Pixel

reale Augeninnendruck entgegenwirkt (Bild 4). Mindestens 10 % des Gegendrucks werden von der Corneasteifigkeit verursacht. Dieser Effekt ist proportional zur Hornhautdicke *CCT*. Die Massenträgheit erzeugt einen Gegendruck von mind. 5 %, der proportional zum Augeninnendruck *IOP* ist. Die Eigensteifigkeit bzw. Rigidität der Hornhaut erzeugt eine messbedingte Druckerhöhung durch die Form- und damit Volumenänderung des Auges. Dieser Anteil ist zwar als einzige Größe nichtlinear abhängig vom Quadrat des Augeninnendrucks, jedoch mit ca. 1,2 % in seinem Beitrag vernachlässigbar. Damit kann die lineare Kalibrationsgleichung der Tonometer entsprechend dem Stand der Technik grundsätzlich bestätigt werden, sofern der gemessene Wert um den Einfluss der Hornhautdicke z.B. nach [3] korrigiert wird.

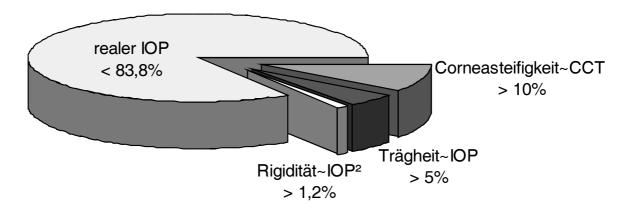


Bild 4: Dem Staudruck entgegenwirkende Drücke mit ihren Anteilen

Die zufälligen Fehler während der Messung werden vor allem durch eine nicht ideale Positionierung der Messeinheit vor dem Auge verursacht. Einer Positionssensorik mit entsprechendem Positioniersystem fällt daher eine große Bedeutung zu (Abschnitt 2.2 ff).

2.2 Integriertes optisches Messsystem

Die ideale Messposition liegt im Lot zur Hornhautoberfläche, jedoch nicht zwingend in der optischen Achse (Bild 5). Im Stand der Technik hat sich hier ein Abstand von 11 mm etabliert, der aus Gründen der Vergleichbarkeit übernommen wird.

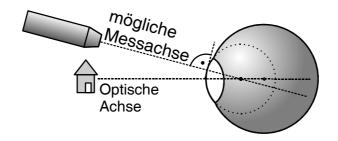


Bild 5: Positionierung einer Messeinheit vor dem Auge

Eigene Untersuchungen [14] zeigen, dass durch geeignete Maßnahmen wie Peilmuster und Auflagepunkte für den Kopf der Proband an einem Labormuster in der Lage ist, sein Auge innerhalb eines Arbeitsraumes von 4x4x4 mm³ zu platzieren. Innerhalb dieses Arbeitraumes muss ein Positioniersystem die Feinpositionierung der Messeinheit vornehmen. Die Genauigkeit der Positionierung verhält sich antiproportional zur Reproduzierbarkeit der Messungen (zufällige Fehler). Nach der Positionierung muss zur Augeninnendruckmessung die Verformung der Hornhaut erfasst werden. Eine Kombination beider Sensoren reduziert den Fertigungs- und Justageaufwand. Auf Grund der Verformung der Geometrie der Hornhaut lassen sich die abbildenden Eigenschaften des Auges für die Positions- und die Applanationserfassung nur senkrecht oder nahezu senkrecht zur Oberfläche nutzen.

Zur Positionserfassung wird unter Ausnutzung der Rotationssymmetrie des Auges eine diskret aufgebaute Quadrantendiode um die Düse herum angeordnet. Die Beleuchtung der Hornhaut erfolgt mit einer zentralen Beleuchtung aus der Düse heraus (Bild 6). Voraussetzung für eine kontinuierliche Änderung des empfangenen Strahlungsflusses an den Fotodioden bei einer Positionsänderung ist eine Beleuchtung der Hornhaut mit einer GAUß-förmigen Strahldichteverteilung (Bild 6). Dies ist in Abstimmung mit der Düsenlänge bzw. Strömungstechnischen Gesichtspunkten der Druckerzeugung zu berücksichtigen. Es resultiert eine Positionsabhängigkeit des empfangenen Strahlungsflusses wie in Bild 7 dargestellt.

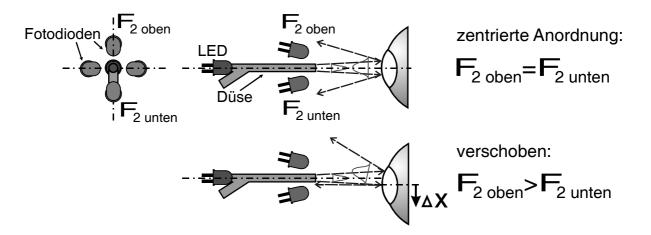


Bild 6: Prinzip der Positionserfassung als Quadrantendiode bei zentrierter Position (oberes Teilbild) und bei Verschiebung (unteres Teilbild) mit eingezeichneten Grenzstrahlen des Strahlkegels

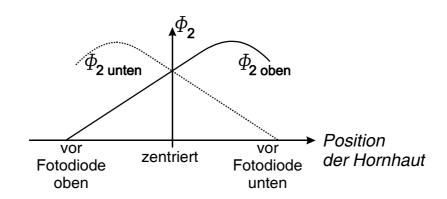


Bild 7: Positionsabhängigkeit des empfangenen Strahlungsflusses an den Fotodioden

In dieser Anordnung lässt sich eine Positionsabhängigkeit von ca. 1,5 mV / μ m Verschiebung erreichen (nach Verstärkung, bei einem S/N von ca. 42 dB). Für die Tonometrie entscheidend ist dabei eine hohe Auflösung bei zentrierter Anordnung. In den Randbereichen muss nur eine Richtungsinformation abgeleitet werden. Der Abstand der Hornhaut wird bei zentrierter Positionierung über das Absolutsignal aller vier Kanäle bestimmt. Je geringer der Abstand, desto höher ist der eingekoppelte Strahlungsfluss.

Mit der gleichen Sensorik ist auch die Applanationserfassung möglich. Die maximale Applanation zeichnet sich durch ein Minimum des empfangenen Strahlungsflusses aus. Dabei bieten die vier Kanäle eine vorteilhafte Redundanz, da die Abflachung der Hornhaut in der Realität leicht wellig sein kann.

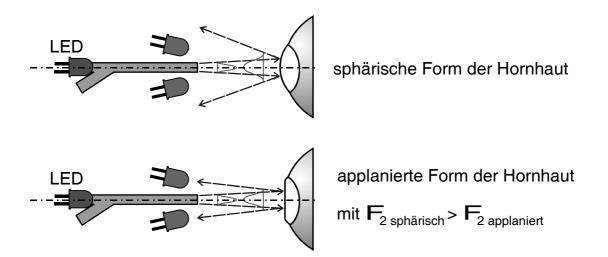


Bild 8: Prinzip der Applanationserfassung mit dem Quadrantensensor mit eingezeichneten Grenzstrahlen des Strahlkegels

Für die Anordnung der Fotodioden muss ein Optimum gewählt werden zwischen einer dichten Platzierung an der Düse zur Applanationserfassung und einer weiten zur Positionserfassung.

2.3 Positionierung der Messeinheit

Die beschriebene Messeinheit wird über ein Positioniersystem mit drei Freiheitsgraden in ihren Arbeitspunkt verfahren. Vorausgesetzt wird hierbei ein konzentrierter Patient, der seinen Blick auf ein Positionslicht in der Düse richtet. Augenbewegungen oder das Zittern der Augen zur Umgebungserfassung (Sakkaden, Fixationen) können nicht mit einem vertretbaren Energieaufwand verfolgt werden ([8], [10]). Die Praxiserfahrung zeigt aber, dass dies nicht notwendig ist.

2.4 Erzeugung des Druckluftimpulses

Für die Drucklufterzeugung wird ein Kolben mit einem Voice-Coil Aktor angetrieben. Durch geringfügige Modifikationen lassen sich für Probandentests lineare und nichtlineare Druckanstiege erzeugen. Die Verifizierung des Systems bzw. Staudrucks erfolgt mit einem ungehäusten piezoresistiven Drucksensor in direkter Anströmung der Messplatte.

3 Fazit

Aufbauend auf einer ausführlichen Analyse des Standes der Technik wurde der Messvorgang näher untersucht. Eine vergleichbare Analyse mit Hochgeschwindigkeitsaufnahmen ist nicht bekannt. Die Kalibrationsmethode der aktuellen Luft-Applanationstonometer konnte bestätigt werden. Aus den Ergebnissen wurde ein neuartiges Sensor-Aktor-System zur Messung des Augeninnendrucks entwickelt. Die Vorzüge des Systems sind die Integration von Positions-, Abstands- und Applanationserfassung in einem Messsystem mit optimiertem Positioniersystem. Die Steuerung und Regelung des Messsystems erfolgt PCgestützt über LabVIEW. Die Dauer des Messvorgangs beträgt aktuell ca. 3-4 s mit einem Optimierungspotential auf ca. 1-2 s durch eine geänderte Ansteuerung.

Bei Mehrfachmessungen zeigt sich, dass nach dem Anblasen des Tränenfilms dessen Reflexionsfaktor um bis zu 15 % reduziert ist. Dies beeinflusst die Abstandspositionierung, die auf einen definierten Strahlungsfluss bezogen wird. Die nähere Quantifizierung zur Bestimmung eines minimalen zeitlichen Messabstands steht aus. Erste Untersuchungen lassen eine einzuhaltende Pause von ca. 0,5 bis 1 Minute erwarten.

4 Ausblick

Ziel der zukünftigen Arbeiten ist die Verifizierung der eigenen Ergebnisse [7] mit einer FEM-Simulation des Verformungsvorgangs des Auges. Auch unter Berücksichtigung des nichtlinearen Spannungs-Dehnungsverhaltens und anisotroper Gewebeeigenschaften ließ sich bislang noch keine Übereinstimmung der Simulation unter Verwendung der glaubwürdigsten Literaturwerte mit den realen Messungen erzielen [10]. Die Differenzen der Gewebeparameter einzelner Autoren untereinander von zum Teil einer Dekade stellen die Validität dieser Werte in Frage. Zur messtechnischen Charakterisierung des Sensor-Aktor-Systems wird die Reproduzierbarkeit an Probanden und einem aufgebauten Augenphantom verifiziert.

Literatur

- [1] Draeger, Jörg; Jessen, Kai; Rumberger, Ekkehardt: Tonometrie. Georg Thieme Verlag, Stuttgart 1993
- [2] Nam, S.M.; Lee H.K.; Kim E.K.; Seo K.Y.: Comparison of corneal thickness after the instillation of topical anesthetics: proparacaine versus oxybuprocaine. Cornea 2006 Jan; 25(1):51-4
- [3] Gräf, M.: Zur Bedeutung der Hornhautdicke bei der Non-Contact-Tonometrie. Klinische Monatsblätter für Augenheilkunde 186, Thieme Verlag 1991.
- [4] Lam, A.K.; Chan, R.; Lam, C.H.: The validity of a new noncontact tonometer and its comparison with the Goldmann tonometer. Optom Vis Sci 2004 Aug, 81(8)
- [5] Kanngiesser, H.; Kniestedt, C.: Tonometrie im Wandel. Ophthalmologe 2005, Springer Medizin Verlag 2005
- [6] v. Freyberg, A.; Goch, G.; Poppe, M.; Sorg, M.: Berührungslos dem Glaukom auf der Spur. Tagung Sensoren und Messsysteme, Freiburg 2006
- [7] Kulhanek, Ch.; Weber, T.; Werthschützky, R.: Abschätzung der Messunsicherheit bei der kontaktlosen Augeninnendruckmessung auf Druckluftbasis. Tagung Sensoren und Messsysteme, Ludwigsburg 2004
- [8] Diem, C.: Blickverhalten von Kraftfahrern im dynamischen Straßenverkehr. Dissertation, TU Darmstadt 2004
- [9] Drescher, J.: Bestimmung des Intraoculardrucks aus dem SChwingungsverhalten des Humanauges. Dissertation, TH Karlsruhe 2000
- [10] Klose, S.: FEM-Modell des menschlichen Auges bei der kontaktlosen Augendruckmessung auf Druckluftbasis. Studienarbeit, TU Darmstadt 2005