



# XXIV. Messtechnisches Symposium

des Arbeitskreises der Hochschullehrer  
für Messtechnik e.V.

23.-25. September 2010  
in Hamburg

## Tagungsband



HELMUT SCHMIDT  
UNIVERSITÄT

Universität der Bundeswehr Hamburg



HSU HH



# Vorwort

Neue interferometrische Messmethoden, aktuelle Entwicklungen bei optischen Technologien, Modellbildung, Algorithmik und Signalverarbeitung, drahtlose Sensornetzwerke und Messsysteme, Fertigungsmesstechnik und Testsysteme sind sowohl eine interessante Auswahl spannender und herausfordernder Forschungsthemen aus dem großen Spektrum der modernen Messtechnik als auch die Fokusthemen des XXIV. Messtechnischen Symposiums, das in diesem Jahr in Hamburg stattfindet.

Es ist mir eine Ehre und eine große Freude die Kolleginnen und Kollegen der Messtechnik sowie eine Vielzahl junger Nachwuchswissenschaftler an der Helmut-Schmidt-Universität, Universität der Bundeswehr Hamburg, begrüßen zu dürfen.

Ich bedanke mich ganz herzlich bei jenen Kollegen und Kolleginnen, die mitgeholfen haben, dass wir uns auch in diesem Jahr auf höchst interessante Vorträge und Diskussionen freuen können, so auch auf den Vortrag von Herrn Dr.-Ing. Andreas Fischer, dem diesjährigen Gewinner des Messtechnik-Preises, den er für seine herausragenden Arbeiten auf dem Gebiet der Doppler-Global-Velozimetrie erhält. Hierzu gratuliere ich ihm ganz herzlich.

Bedanken möchte ich mich auch bei den Mitarbeitern der Helmut-Schmidt-Universität, die die Professur für Elektrische Messtechnik tatkräftig bei der Vorbereitung des Messtechnischen Symposiums unterstützt haben.

Mein besonderer Dank geht auch an unsere Sponsoren, die Firmen Agilent und Rohde & Schwarz für die großzügige finanzielle Unterstützung des Symposiums.

Hamburg, im August 2010

Prof. Dr.-Ing. Gerd Scholl  
Professur für Elektrische Messtechnik  
Helmut-Schmidt-Universität, Universität der Bundeswehr Hamburg

Das Messtechnische Symposium 2010 wurde unterstützt von:



**Agilent Technologie**



**ROHDE & SCHWARZ**

# Inhalt

<b>Interferometrie</b> .....	<b>5</b>
Messung von absoluten Kugelradiustopografien mit einem Kugelinterferometer.....	<b>6</b>
<i>Guido Bartl, Michael Krystek und Arnold Nicolaus</i>	
Absolute Profilmessung optischer Oberflächen mit Hilfe multipler Sensorsysteme.....	<b>14</b>
<i>Axel Wiegmann, Michael Schulz</i>	
Doppler-Effekt in der spektrometerbasierten Fourier Domain Optischen Kohärenztomografie.....	<b>25</b>
<i>Julia Walther, Edmund Koch</i>	
<b>Algorithmik und Signalverarbeitung</b> .....	<b>39</b>
Mehrobjekt-Verfolgung mit dem PHD-Filter auf Basis von Radarmessungen.....	<b>40</b>
<i>Marco Kruse, Fernando Puente León</i>	
Schritt haltende geometrische Kartierung zur Lokalisierung von Schienenfahrzeugen.....	<b>51</b>
<i>Carsten Hasberg, Stefan Hensel und Christoph Stiller</i>	
Detektion charakteristischer Ereignisse bei der Benzin-Direkteinspritzung.....	<b>65</b>
<i>Konrad Christ, Ali Dagdan und Uwe Kiencke</i>	
Ganzheitliche Approximation eines Gerade-Kreis-Gerade-Profiles mit automatischer Trennung in Einzelprofile.....	<b>77</b>
<i>Karsten Lübke, Zhongyuan Sun und Gert Goch</i>	
Inhärent Robuste Konzepte für A/D-Wandler Basierend auf Biologisch-Inspirierten Pulsenden Neuronennetzen und Rangordnungskodierung - Eine Fallstudie.....	<b>91</b>
<i>Abhaya Chandra Kammara, Jürgen Hornberger     und Andreas König</i>	

## **Drahtlose Netzwerke und Messsysteme.....107**

Lokalisierungssystem für energieeffiziente Sensorknoten  
für flüssigkeitsgefüllte Industriebehälter auf der Basis magnetischer  
Sensorik.....108

*Kuncup Iswandy, Stefano Carrella und Andreas König*

Robuste drahtlose Sensor/Aktor-Kommunikation  
mit geringer Latenzzeit für die Fertigungsautomatisierung.....122

*Ralf Heynicke, Dirk Krüger, Housam Wattar und Gerd Scholl*

Studie zur Optimierung des Verlustleistungsbedarfs autonomer,  
drahtloser, integrierter Sensornetzwerke durch Erweiterung des  
Ruhemodus auf die Sensorik.....135

*Kai Lutz, Robert Freier und Andreas König*

System zur Erfassung des Drucks der Zunge gegen den harten Gaumen  
.....145

*Ingmar Stöhr, Gabriele Schuster und Roland Werthschützky*

Drahtloses Messsystem zur Erfassung neuronaler  
Aktivität in der Primatenforschung.....154

*Lutz Rafflenbeul, Roland Werthschützky und Alexander Gail*

## **Optische Technologien.....161**

Faser-Bragg-Gitter zur Detektion von transienten Lasten.....162

*Thorbjörn C. Buck, Mathias S. Müller und Alexander W. Koch*

Optisches Extensometer zur Verfolgung propagierender  
Verformungsbänder.....179

*Hanno Dierke, Marc Fischer, L. Casarotto und Rainer Tutsch*

Charakterisierung und Anwendung eines Doppler-  
Global-Velozimeters mit Laserfrequenzmodulation  
für die Untersuchung turbulenter Strömungen.....190

*Andreas Fischer*

**Fertigungsmesstechnik und Testsysteme.....201**

Einfluss elektromagnetischer Kopplungen von Messaufnahmen auf die Vermessung von Hochfrequenz-Filtern.....**202**

*Robert Draheim, Jürgen Kiwitt, Maximilian Pitschi und Gerd Scholl*

Volumetrische Kalibrierung von 5-Achs Werkzeugmaschinen mit Tracking-Interferometern.....**215**

*Robert Schmitt, Philipp Jatzkowski, Iven Schwenke und C. Warmann*

Design und Test miniaturisierter, piezoresistiver Silizium-Dehnmesselemente.....**231**

*Jaqueline Rausch, Roland Werthschützky*



# Interferometrie

# Messung von absoluten Kugelradiustopografien mit einem Kugelinterferometer

Guido Bartl, Michael Krystek, Arnold Nicolaus

Physikalisch-Technische Bundesanstalt, Bundesallee 100, 38116 Braunschweig  
Tel.: 0531-5925411, e-mail: guido.bartl@ptb.de

## Kurzfassung

Das Kugelinterferometer der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt (PTB) wurde ursprünglich dafür konzipiert, die Volumenbestimmung von sphärischen Maßverkörperungen – insbesondere den Siliciumkugeln des Avogadro-Projekts – über präzise Durchmessermessungen mit einer Unsicherheit von einem Nanometer oder weniger zu ermöglichen. Nun wurde ein Verfahren implementiert, mit dem der Verwendungszweck des Interferometers auf Bereiche erweitert werden kann, in denen nicht ein Kugelvolumen oder -durchmesser, sondern eine richtungsabhängige Radiusinformation gefragt ist. Ein Vergleich mit den Ergebnissen von unabhängigen Rundheitsmessungen zeigt eine Genauigkeit im Bereich weniger Nanometer.

## 1 Einleitung

Die Basiseinheit „Kilogramm“ ist die letzte Größe im SI-Einheitensystem, die noch nicht auf Grundlage einer Naturkonstanten definiert ist. Eine mögliche Neudefinition auf Basis der Avogadro-Konstante wird im Rahmen des so genannten Avogadro-Projekts verfolgt [1]. Zu diesem Zweck muss – neben anderen Größen – das Volumen einer Kugel aus einem Silicium-Einkristall bestimmt werden. Diese Kugel besitzt eine Masse von rund 1 kg und eine Oberfläche von optischer Qualität mit Rundheitsabweichungen von lediglich einigen zehn Nanometern. Die Volumenmessung erfolgt in der PTB über die Bestimmung des absoluten Kugeldurchmessers mittels eines speziell entwickelten Fizeau-Interferometers mit sphärischen Referenzflächen [2]. Die Messunsicherheit liegt in der Größenordnung von rund 1 nm. Da vom Prinzip her nur die Durchmesser

gemessen werden können, ergibt sich eine Durchmesser-Topografie, die punktsymmetrisch zum mathematischen Mittelpunkt der Kugel ist und eine Seitenzuordnung charakteristischer Merkmale der Topografie nicht ermöglicht. Um also die eigentliche Form der Kugel als Radiustopografie zu erhalten, ist es wünschenswert, die Messdaten in einer Weise zu verarbeiten, bei der die topografische Information der gegenüber liegenden Seiten getrennt berücksichtigt wird.

So genannte Stitching-Verfahren, bei denen einzeln gemessene Segmente einer (optischen) Oberfläche zu einer Gesamtopografie zusammengesetzt werden, sind auf dem Gebiet der Optikherstellung bereits bekannt [3, 4]. Für komplette Kugeltopografien überragte in bisherigen Ansätzen allerdings die Messunsicherheit die zu messende Formabweichung des Kugelprüflings [5].

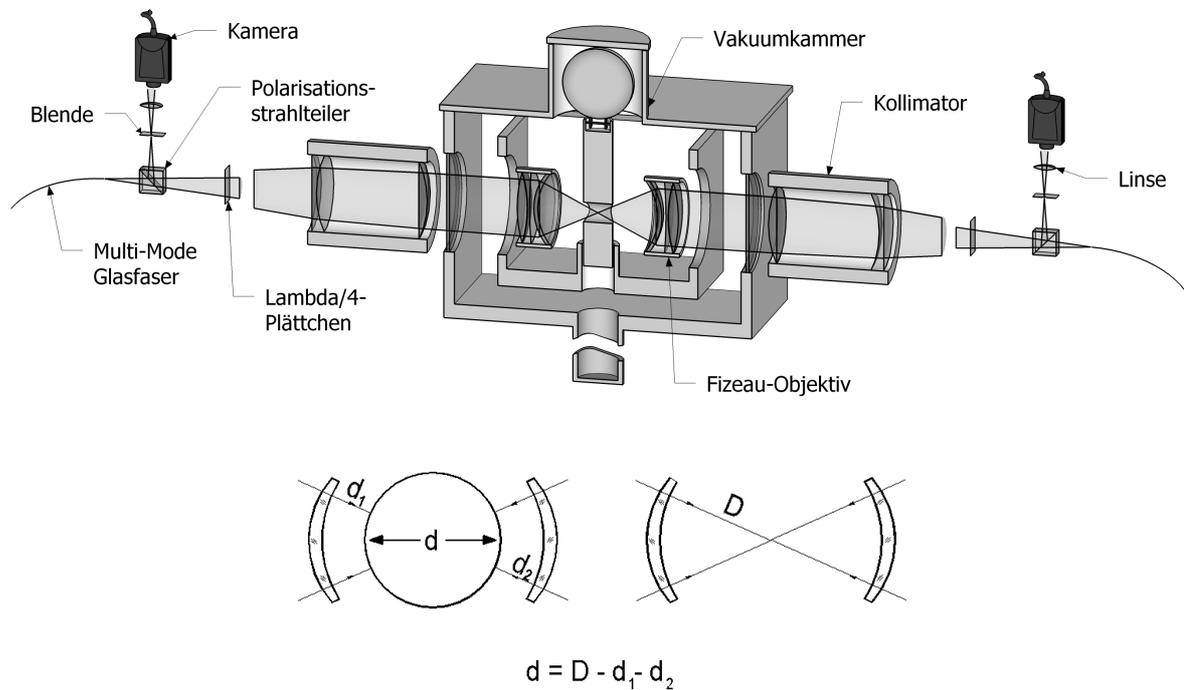
Die für das Kugelinterferometer der PTB implementierte Lösung nutzt dessen zweiseitiges Messprinzip aus, um Ergebnisse höherer Qualität zu erreichen [6]. An Hand von simulierten Datensätzen wurde die Funktionalität des Rekonstruktionsalgorithmus geprüft und bestätigt, um ihn anschließend auf reale Messdatensätze anzuwenden. Die Resultate wurden einerseits mit den zugehörigen Durchmesser-Topografien und zusätzlich mit unabhängigen Ergebnissen von taktilen Rundheitsmessungen quantitativ verglichen. Letztgenannter Vergleich wird im Folgenden vorgestellt.

## 2 Das Kugelinterferometer

Das Kugelinterferometer der PTB (Bild 1) besteht im Wesentlichen aus zwei Fizeau-Objektiven mit sphärischen Referenzflächen, mit denen Oberflächenausschnitte von  $60^\circ$  Öffnungswinkel auf der im Zentrum liegenden Kugel gemessen werden können. Jedes der Segmente beinhaltet 10000 einzelne Messwerte. Mit einem Satz von 20 bis 40 solcher Messungen – je nach Größe der Überlappungsbereiche – kann die gesamte Kugeloberfläche mit Messwerten abgedeckt werden. Zu diesem Zweck wird die Kugel mit einem Hub- und Drehungsmechanismus von der Dreipunktauflage übernommen, so dass sie in der angehobenen Position (Situation in Bild 1) um zwei Achsen gedreht werden kann.

Die Durchmesserbestimmung erfolgt nach der Prinzipskizze in Bild 1, indem sowohl die Abstände zwischen Kugel und Referenzflächen und der Abstand im leeren Etalon gemessen werden. Da  $D$ ,  $d_1$  und  $d_2$  zunächst nur die Bruchzahlanteile einer Interferenzordnung darstellen, muss ein Offset  $d_0$ , der den ganzzahligen

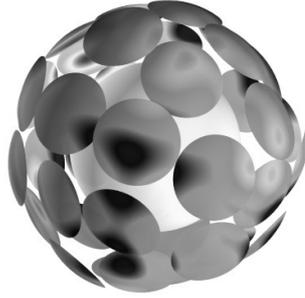
gen Anteilen entspricht und als Vorwert bekannt ist, addiert werden, um den absoluten Durchmesser zu erhalten.



**Bild 1:** Oben: Schema des Kugelinterferometeraufbaus. Die nicht maßstabsgetreue Skizze stellt den sich über rund 3 m erstreckenden symmetrischen Strahlengang dar. In der Abbildung ist die im Durchmesser rund 10 cm große Kugel aus dem Strahlengang gehoben, so dass sich die beiden Fizeau-Objektive durch das Loch in der Hubstange gegenüber stehen. Unten: Prinzip der Durchmesserbestimmung

### 3 Rekonstruktion von Form und Radius

Grundvoraussetzung ist eine Menge an Messungen, die mit überlappenden Bereichen zu benachbarten Messungen die Topografie der Kugel abdecken. Passend zusammengesetzt ergeben die Segmente die Gesamtopografie der Kugel (vgl. Bild 2).



**Bild 2:** Illustration zur Idee des Stitching-Verfahrens

Im mathematischen Modell, das diese Rekonstruktion beschreibt, sollen die Radien der Kugeltopografie, die Formabweichung der Objektiv-Referenzflächen und die Offset- und Kippungskorrekturen jeder Einzelmessung enthalten sein. Damit ergibt sich ein Gleichungssystem, in dem die topografische Information aus den Messwerten beider Interferometerarme  $m_1(\vartheta, \varphi, n_{px}, B)$  und  $m_2(\bar{\vartheta}, \bar{\varphi}, n_{px}, \bar{B})$  separiert werden kann.  $n_{px}$  ist die Pixelposition in einem Einzelbild,  $B$  und  $\bar{B}$  sind die Bildnummern einer zweiseitigen Messung und  $(\vartheta, \varphi)$  spezifiziert die Koordinaten der Position auf der Kugel mit der gegenüber liegenden Position  $\bar{\vartheta} = \pi - \vartheta$  und  $\bar{\varphi} = (\varphi + \pi) \bmod 2\pi$ . Das Gleichungssystem lautet:

$$\begin{aligned}
 m_1(\vartheta, \varphi, n_{px}, B) &= -\sum_{l=2}^{\infty} \sum_{m=-l}^l k_{lm} Y_{lm}(\vartheta, \varphi) + \sum_{i=0}^3 {}^K z_{B,i} Z_i(n_{px}) + \sum_{i=4}^{N_Z} {}^1 o_i Z_i(n_{px}) \\
 m_2(\bar{\vartheta}, \bar{\varphi}, n_{px}, \bar{B}) &= -\sum_{l=2}^{\infty} \sum_{m=-l}^l k_{lm} Y_{lm}(\bar{\vartheta}, \bar{\varphi}) + \sum_{i=0}^3 {}^K z_{\bar{B},i} Z_i(n_{px}) + \sum_{i=4}^{N_Z} {}^2 o_i Z_i(n_{px}) .
 \end{aligned} \tag{1}$$

Darin sind  $Y_{lm}(\vartheta, \varphi)$  eine Menge von reellen Kugelflächenfunktionen, die sich aus den üblichen komplexen Kugelflächenfunktionen kombinieren lassen und die Form der Kugel über die Koeffizienten  $k_{lm}$  parametrisieren. In der Praxis ist die unendliche Summe auf  $N_{SH}$  Koeffizienten beschränkt.  $Z_i(n_{px})$  sind Zernike-Polynome bis zur Ordnung  $N_Z$ , die die Formabweichungen der Objektiv-Referenzflächen über die Koeffizienten  ${}^1 o_i$  und  ${}^2 o_i$  definieren, und die Koeffizienten  ${}^K z_{B,i}$  und  ${}^K z_{\bar{B},i}$  spezifizieren die Zernike-Parametrisierung der auftretenden Anteile von Offset, Kippung und Defokus in jeder Einzelmessung. Das hauptsächliche Interesse liegt bei der Kugelform.

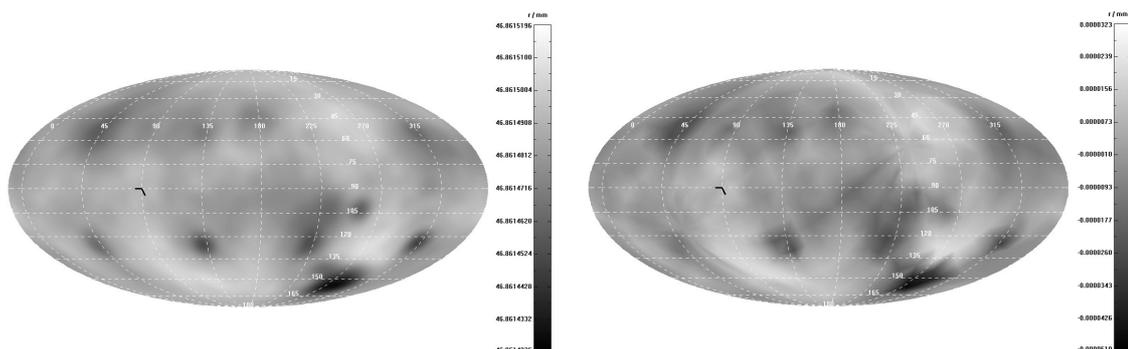
Das überbestimmte Gleichungssystem lässt sich durch eine Matrix der Größe  $(2N_B N_{px}) \times N_{Parameter}$  mit  $(2N_B N_{px})$  in der Größenordnung von  $10^5$ - $10^6$  und  $N_{Parameter}$  in

der Größenordnung von  $10^3$ - $10^4$  repräsentieren. Ein speziell implementierter Least-Squares-Lösungsalgorithmus, der eine so genannte QR-Zerlegung der Matrix auf Basis von Givens-Transformationen durchführt [7], ermöglicht eine numerisch stabile Lösung des Gleichungssystems unter Ausnutzung des geringen Besetzungsgrads der Matrix unter Inkaufnahme eines höheren Zeitaufwands als bei alternativen Ansätzen.

## 4 Ergebnisse

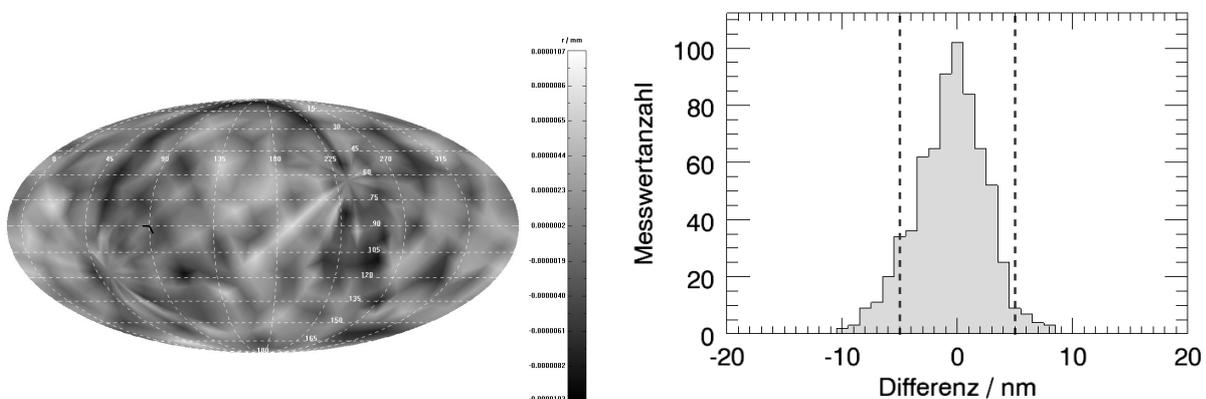
Um eine Bewertung der Rekonstruktionsergebnisse zu ermöglichen, lassen sich diese zum Beispiel mit den unabhängigen Resultaten von Rundheitsmessungen vergleichen. Die Messung der Rundheit eines Objekts bedeutet die Bestimmung der Abweichung von einer vorgegebenen sphärischen oder zylindrischen Form. Im vorliegenden Fall handelt es sich um die radialen Abweichungen von einer idealen Kugel, die durch mehrfaches Antasten an Messpositionen, die auf Großkreisen angeordnet sind, gemessen werden wie in [8] beschrieben.

In Bild 3 sind am Beispiel einer ausgewählten Kugel das Rekonstruktionsergebnis und das Resultat einer Rundheitsmessung einander als Topografien gegenüber gestellt. Da das Koordinatensystem der Rundheitsmessung von dem der Rekonstruktion abweicht, wurde eine passende Transformation durchgeführt. Der direkte Vergleich zeigt die charakteristischen Topografiemerkmale in beiden Darstellungen.



**Bild 3:** Links: Rekonstruierte Radiustopografie einer Kugel in Mollweide-Projektion. Die Grauskala umfasst 80.7 nm. Für die Rekonstruktion wurden 700 Kugelflächenfunktionen verwendet.  
Rechts: Ergebnis einer Rundheitsmessung der selben Kugel. Die Grauskala umfasst 70.0 nm.

Um eine quantitative Bewertung der Übereinstimmung vorzunehmen, sind in Bild 4 die berechneten Differenzen einerseits als Topografie und andererseits als Histogramm aufgetragen. In der Differenzdarstellung ist eine halbkreisförmige dunkle Furche zu erkennen, die genau entlang eines Längengrades im Koordinatensystem der Rundheitsmessung verläuft. Die Enden des Halbkreises stimmen mit den beiden Polen dieses Koordinatensystems überein. Die Furche ist auch in Bild 3 als helle Struktur zu finden. Die Übereinstimmung mit dem Längengrad und die Tatsache, dass eine solche Struktur im Stitching-Ergebnis nicht vorhanden ist, deuten auf einen Messfehler bei der Rundheitsmessung hin. Global betrachtet zeigt sich jedoch keine deutliche systematische Abweichung, sondern eher zufällig verteilte Differenzwerte im Bereich von -9,4 nm bis 8,2 nm mit einer RMS-Abweichung von 3,1 nm. Die entsprechende Wertehäufigkeit ist im Histogramm abzulesen. Zusätzlich ist dort durch die gestrichelten Linien der Bereich der für die Rundheitsmessung erreichten Standardmessunsicherheit von  $\pm 5$  nm markiert. An dem eingeschlossenen Bereich ist zu erkennen, dass sich die Differenz zu einem überwiegenden Teil (rund 91 %) innerhalb der Unsicherheitsgrenzen befindet. Aus dieser guten Übereinstimmung lässt sich die Genauigkeit der rekonstruierten Topografie auf wenige Nanometer einschränken.



**Bild 4:** Punktweise Differenzen zwischen dem Ergebnis einer Rundheitsmessung und der rekonstruierten Radiustopografie in Mollweide-Projektion und als Histogramm. Die Grauskala umfasst rund 18 nm. Die vertikalen gestrichelten Linien im Histogramm geben den Unsicherheitsbereich der Rundheitsmessung an.

## 5 Zusammenfassung

Insgesamt zeigt der Vergleich der Radienrekonstruktion mit den Resultaten der Rundheitsmessungen, dass es mit dem Kugelinterferometer der PTB möglich ist, nicht nur die Durchmesser einer Kugel mit Formabweichungen absolut zu bestimmen. Stattdessen kann aus den Messungen zusätzlich die reale Kugelform berührungslos und lateral hoch aufgelöst ermittelt werden, so dass sich die absolute Kugelgeometrie ergibt. Der quantitative Vergleich von Resultaten mit den unabhängigen Ergebnissen aus Rundheitsmessungen zeigt eine gute Übereinstimmung und lässt auf eine Genauigkeit von besser als 5 nm schließen. Hierdurch eröffnet sich die Möglichkeit, das Kugelinterferometer auch für die Präzisions-Formcharakterisierung von verschiedenen sphärischen Messobjekten einzusetzen, die in unterschiedlichen Bereichen der Fertigungsmesstechnik Anwendung finden.

## 6 Danksagung

Die Ergebnisse der Rundheitsmessungen wurden freundlicherweise von Walter Giardini vom Australian Centre for Precision Optics (ACPO), CSIRO Materials Science and Engineering zur Verfügung gestellt. Weiterer Dank gilt Dr. Axel Wiegmann für die hilfreichen fachlichen Diskussionen. Und schließlich sei der Braunschweig International Graduate School of Metrology (IGSM) für die interdisziplinären Stimuli gedankt.

## Literatur

- [1] Becker, P. et al.: Considerations on future redefinitions of the kilogram, the mole and of other units, *Metrologia* 44, 1-14, 2007
- [2] Nicolaus, R. A. et al.: Absolute volume determination of a silicon sphere with the spherical interferometer of PTB, *Metrologia* 42, 24-31, 2005
- [3] Otsubo, M. et al.: Measurement of large plane surface shapes by connecting small-aperture interferograms, *Optical Engineering* 33, 608-613, 1994
- [4] Murphy, P. et al.: Stitching Interferometry: A Flexible Solution for Surface Metrology, *Optics & Photonics News* 14, 38-43, 2003

- [5] Griesmann, U. et al.: Measuring Form and Radius of Spheres with Interferometry, *Annals of the CIRP* 53, 451-554, 2004
- [6] Bartl, G.: Interferometrische Bestimmung von absoluten Kugelradiustopografien, Dissertation, Technische Universität Braunschweig (2010)
- [7] Golub, Gene H. et al.: *Matrix computations*, Chapter 5: Orthogonalization and Least Squares, page 206 ff., Johns Hopkins Univ. Press, 3. edition, 1996
- [8] Leistner, A. J. et al.: Fabrication and sphericity measurements of single-crystal silicon spheres, *Metrologia*, 31, 231-243, 1994

# Absolute Profilmessung optischer Oberflächen mit Hilfe multipler Sensorsysteme

Axel Wiegmann, Michael Schulz

Physikalisch-Technische Bundesanstalt, Bundesallee 100, 38116 Braunschweig  
Tel.: 0531-592 4212, E-Mail: [axel.wiegmann@ptb.de](mailto:axel.wiegmann@ptb.de)

## Kurzfassung

Es wird ein hochgenaues optisches Verfahren zur Messung der Topographie von ausgedehnten (bis zu 1 m) optischen Oberflächen vorgestellt. Dabei wird ein kompaktes Interferometer (Aperturdurchmesser 3 mm) über den Prüfling geführt und es werden mehrere sich überlappende Teilprofile aufgenommen. Eine zusätzliche Winkelmessung dient als Ebenheitsreferenz. Das vorgestellte Messverfahren ermöglicht z.B. die Messung von Synchrotronspiegeln inklusive ihres parabolischen Anteils mit hoher lateraler Auflösung (Messpunktabstand 20  $\mu\text{m}$ ), hohem Dynamikumfang (Peak to Valley bis 100  $\mu\text{m}$ ) bei gleichzeitigen Messunsicherheiten im Nanometer-Bereich. Damit können z.B. Synchrotronspiegel sehr genau charakterisiert werden, was zu verbesserten Optiken und Strahleigenschaften führen kann. Es werden Messergebnisse verschiedener Prüflinge sowie Vergleichsmessungen mit anderen Messverfahren gezeigt. Beispielfhaft werden für eine Profilmessung die Ergebnisse einer Monte-Carlo basierten Messunsicherheitsanalyse gezeigt.

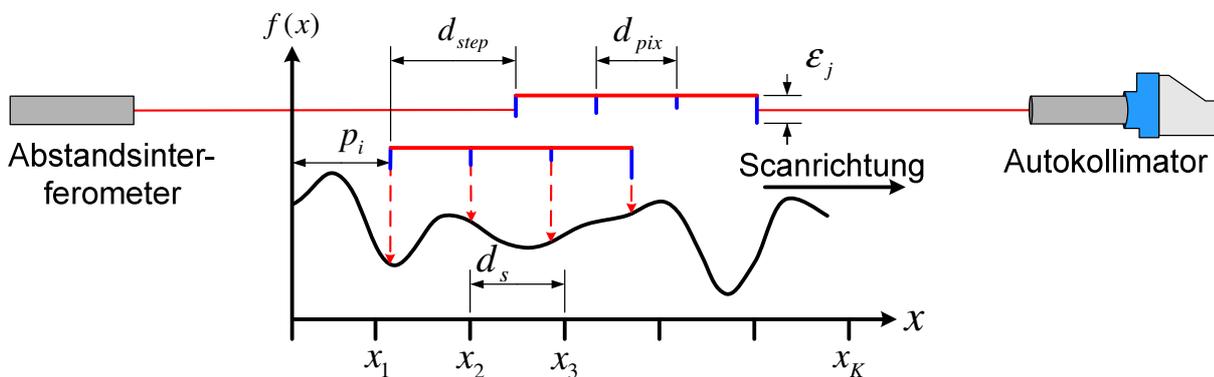
## 1 Einleitung

Für die Formmessung hochqualitativer Oberflächen haben optische Messverfahren gegenüber taktilen Verfahren den Vorteil der nichtdestruktiven Messung. Unter den optischen Verfahren zeichnen sich interferometrische Verfahren durch ihre hohe Sensitivität aus. Soll die Form eines Prüflings inklusive ihres parabolischen Anteils bestimmt werden, so muss ein Interferometer mit ebener Referenzfläche verwendet werden. Der Dynamikumfang ist in diesem Fall jedoch u.a. durch die Pixelanzahl der CCD begrenzt, da stärkere Abweichungen

des Prüflings von einer Ebene zu einer Streifendichte führen, welche nicht mehr aufgelöst werden kann. Die Verwendung eines kompakten Interferometers, welches nur einen Ausschnitt des Prüflings vermisst, erlaubt die Messung von Prüflingen mit größeren Steigungen, da somit für dieselbe Streifendichte mehr Pixel zur Verfügung stehen. Für viele Prüflinge (z.B. Synchrotronspiegel) ist eine Profilmessung ausreichend zu Charakterisierung des Prüflings. Im Anschluss an die Messung der Prüflingsausschnitte muss das Gesamtprofil des Prüflings aus den Teilprofilen unter Berücksichtigung der Winkel- und Höhenabweichungen der Bewegungseinheit rekonstruiert werden. Bei sogenannten Stitching – Verfahren [1, 2] wird die Information aus dem Überlappbereich benachbarter Teilprofile genutzt, um die Winkel- und Höhenabweichungen zu schätzen. Allerdings können sich bei einem solchen Vorgehen kleine systematische Sensorfehler zu einem parabolischen Anteil akkumulieren [3, 4]. Diese resultierende parabelförmige Abweichung kann den ursprünglichen systematischen Sensorfehler um Größenordnungen übersteigen, wenn mehrere Hundert oder Tausend Teilprofile zusammengefügt werden. Für eine absolute Formmessung, inklusive des parabolischen Anteils, muss dieses Aufschaukeln daher unterbunden werden. Im folgenden Abschnitt wird erläutert, wie mit Hilfe einer zusätzlichen Winkelmessung dieses Aufschaukeln verhindert werden kann.

## 2 Das Traceable Multiple Sensor Verfahren

Eine Prinzipskizze des Traceable Multiple Sensor (TMS) Verfahrens [5, 6] ist in Bild 1 dargestellt.



**Bild 1:** Skizze des TMS-Verfahrens.

Ein kompaktes Interferometer wird über den Prüfling geführt. In jeder Messposition (Index  $i=1, \dots, I$ ) wird eine Teiltopographie des Prüflings vermessen. Die aktuelle Position  $p_i$  wird mit einem Abstandsinterferometer gemessen. Die Führung verursacht in jeder Messposition eine zusätzliche Verkippung des kompakten Interferometers. Der Verkippungswinkel  $b_i$  wird mit einem Autokollimator gemessen. Zusätzlich verursacht die Führung in jeder Messposition eine unbekannte Höhenabweichung  $a_i$ . Desweiteren hat jedes Pixel des kompakten Interferometers (Index  $j=1, \dots, J$ ) eine unbekannte systematische Offsetabweichung  $\varepsilon_j$ . Die Höhenabweichungen  $a_i$  und die systematischen Offsetabweichungen  $\varepsilon_j$  müssen bei der Auswertung der Messergebnisse kompensiert werden. Zu diesem Zweck wird ein mathematisches Modell des Messprozesses genutzt. Das Profil des Prüflings wird dabei an den äquidistanten Rekonstruktionsstellen  $x_k$  mit dem Abstand  $d_s$  modelliert ( $k=1, \dots, K$ ). Da auch Messungen an Positionen  $\tilde{x}_{i,j}$  zwischen den  $x_k$  durchgeführt werden, wird die Topographiehöhe  $f(\tilde{x}_{i,j})$  an diesen Positionen als Linearkombination der Topographiehöhen  $f(x_k)$  mithilfe von Lagrange Interpolation [7] modelliert. Mit der eingeführten Notation kann die Messung  $m_{i,j}$  des Sensors  $j$  an der Führungsposition  $i$  wie folgt dargestellt werden.

$$m_{i,j} = - \sum_{k=\left\lfloor \frac{\tilde{x}_{i,j}}{d_s} \right\rfloor - \frac{o-1}{2}}^{\left\lceil \frac{\tilde{x}_{i,j}}{d_s} \right\rceil + \frac{o-1}{2}} c_k(\tilde{x}_{i,j}) f(x_k) + \varepsilon_j + a_i + b_i s(j) \quad (1)$$

mit

$$c_k(\tilde{x}_{i,j}) = \prod_{\substack{h=\left\lfloor \frac{\tilde{x}_{i,j}}{d_s} \right\rfloor - \frac{o-1}{2} \\ h \neq k}}^{\left\lceil \frac{\tilde{x}_{i,j}}{d_s} \right\rceil + \frac{o-1}{2}} \frac{\tilde{x}_{i,j} - x_h}{x_k - x_h} . \quad (2)$$

Der Index  $o$  ist der Grad des verwendeten Interpolationspolynoms. Für die hier gezeigten Ergebnisse wurde ein Interpolationsgrad von  $o=41$  verwendet. Gleichung 1 ist linear in den  $a_i$  (Höhenabweichungen),  $b_i$  (Verkippungen),  $\varepsilon_j$  (systematische Sensorabweichungen) und den  $f(x_1), \dots, f(x_K)$  (Topographie), vorausgesetzt die Sensorpositionen  $s(j)$  und die Messpositionen  $\tilde{x}_{i,j}$  (berechnet aus den gemessenen Führungspositionen  $p_i$  und den  $s(j)$ ) sind bekannt. Entsprechend

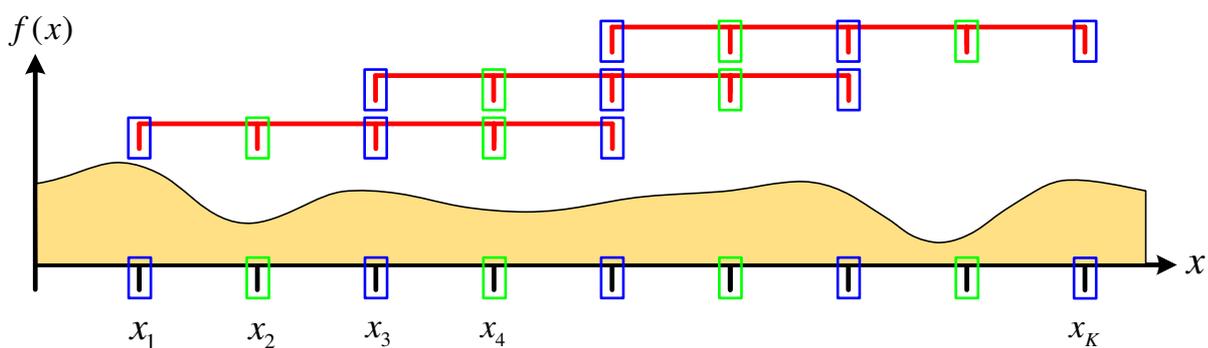
Gleichung 1 kann dann ein lineares Gleichungssystem konstruiert werden, um die unbekannt Parameter ( $a_i$ ,  $b_i$ ,  $\varepsilon_j$  und  $f(x_k)$ ) zu bestimmen. Die Messunsicherheiten der  $m_{i,j}$  und  $b_i$  werden als Wichtungsfaktoren für die Least Square Optimierung genutzt. In [5] wurde gezeigt, dass eine (bis auf eine unbekannte Gerade) eindeutige Topographierekonstruktion nur möglich ist, wenn die Verkipfungswinkel  $b_i$  zusätzlich gemessen werden und dem linearen Gleichungssystem hinzugefügt werden.

### 3 Laterale Auflösung

Der Rekonstruktionsabstand  $d_s$  kann nicht beliebig klein gewählt werden. Er ist abhängig von dem Abstand  $d_{pix}$  der Sensoren und dem gewählten Verfahrabstand  $d_{step}$ . In Abschnitt 3.1 wird erläutert, wie der Verfahrabstand gewählt werden muss, um eine Topographie mit möglichst wenigen Messpositionen rekonstruieren zu können. In Abschnitt 3.2 wird erläutert wie die Sensoren platziert werden müssen um auch laterale Auflösungen unterhalb des Sensorabstandes realisieren zu können.

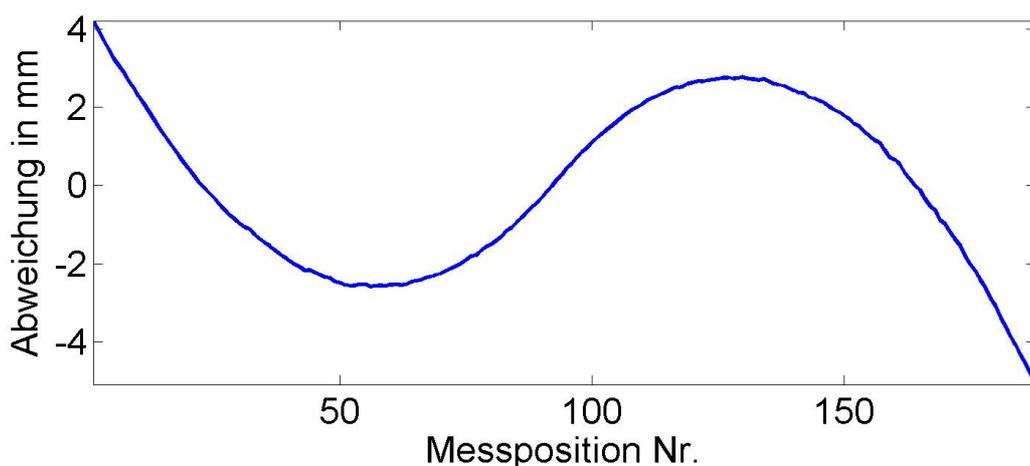
#### 3.1 Laterale Auflösung und große Verfahrabstände

Durch die zusätzliche Schätzung der systematischen Sensorabweichungen  $\varepsilon_j$  können die Verfahrabstände  $d_{step}$  nicht beliebig gewählt werden. Eine unpassende Wahl der Führungspositionen führt dazu, dass das lineare Gleichungssystem keine eindeutige Lösung mehr hat. Dies ist in Bild 2 verdeutlicht.



**Bild 2:** Skizze zum Problem großer Verfahrabstände.

Dargestellt ist der Fall  $d_{\text{step}} = 2d_{\text{pix}} = 2d_s$ . Hier messen alle blau markierten Pixel die Topographie an den blau markierten Stellen, und alle grün markierten Pixel messen die Topographie an den grün markierten Stellen. Der Sensor zerfällt in zwei Gruppen von Pixeln (grün und blau), ebenso zerfallen die Rekonstruktionspunkte der Topographie in eine grüne und eine blaue Gruppe. Beide Gruppen haben keinerlei gemeinsame Punkte. Dies führt dazu, dass das lineare Gleichungssystem nicht mehr eindeutig lösbar ist. Denn jede der beiden Gruppen stellt für sich zwar ein mit dem TMS-Verfahren lösbares Gleichungssystem dar, man kann also in diesem Fall zwei Lösungen der Topographie berechnen, jedoch haben beide nur eine laterale Auflösung, welche durch den Verfahrabstand gegeben ist. Diese beiden Teillösungen können nicht zu einer Topographie mit höherer Auflösung vereint werden, da beide Teiltopographien nur bis auf eine unbekannte Gerade bekannt sind und keinerlei gemeinsame Punkte haben. Für größere Verfahrabstände und unveränderten Rekonstruktionsabstand  $d_s$  erhöht sich lediglich die Anzahl der Teillösungen. Um die Topographie mit einer höheren lateralen Auflösung rekonstruieren zu können, müssen die verschiedenen Teillösungen so miteinander verzahnt werden, dass das entstehende Gleichungssystem wieder eine eindeutige Lösung hat. Wie in [8] gezeigt wurde, kann dies erreicht werden, indem der Sensor in nichtäquidistanten Verfahrabständen über den Prüfling geführt wird. Bild 3 zeigt die Positionen der Führung (abzüglich der Bestfitgeraden) wie sie zur Vermessung eines Prüflings mit einem Durchmesser von 15 cm (vgl. Bild 6) bei einem Rekonstruktionsabstand von  $d_s=20\ \mu\text{m}$  verwendet wurden.

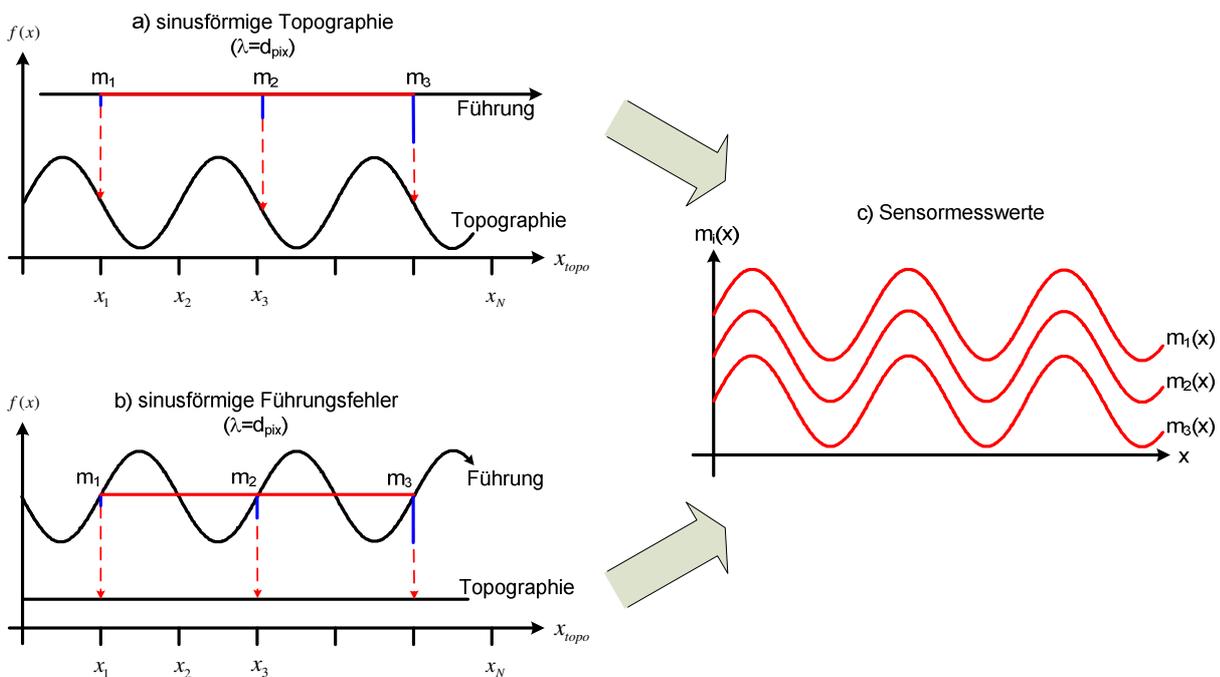


**Bild 3:** Abweichung der gemessenen Führungspositionen von einer Best-Fit-Geraden für nichtäquidistante Verfahrabstände zur Vermessung eines Prüflings mit einem Durchmesser von 15 cm.

Der Verfahrabstand wurde von anfangs  $d_{\text{step}}=600 \mu\text{m}$  bis auf  $d_{\text{step}}=1000 \mu\text{m}$  in der Prüflingsmitte erhöht und anschließend wieder auf  $d_{\text{step}}=600 \mu\text{m}$  reduziert. Der kleinste Verfahrabstand betrug hier  $d_{\text{step}}=600 \mu\text{m}$  und ist somit um mehr als eine Größenordnung größer als die Abstand der Rekonstruktionspunkte.

### 3.2 Laterale Auflösung und große Sensorabstände

Das TMS-Verfahren kann auch auf Systeme bestehend aus anderen Typen von Abstandssensoren übertragen werden, so z.B. auf Arrays aus chromatischen Sensoren [9] oder Abstandsinterferometern [10]. Bauartbedingt können diese Sensoren nicht beliebig dicht platziert werden. Wie in Bild 4 dargestellt, ist für äquidistant angeordnete Sensoren die laterale Auflösung durch den Abstand der Sensoren limitiert.



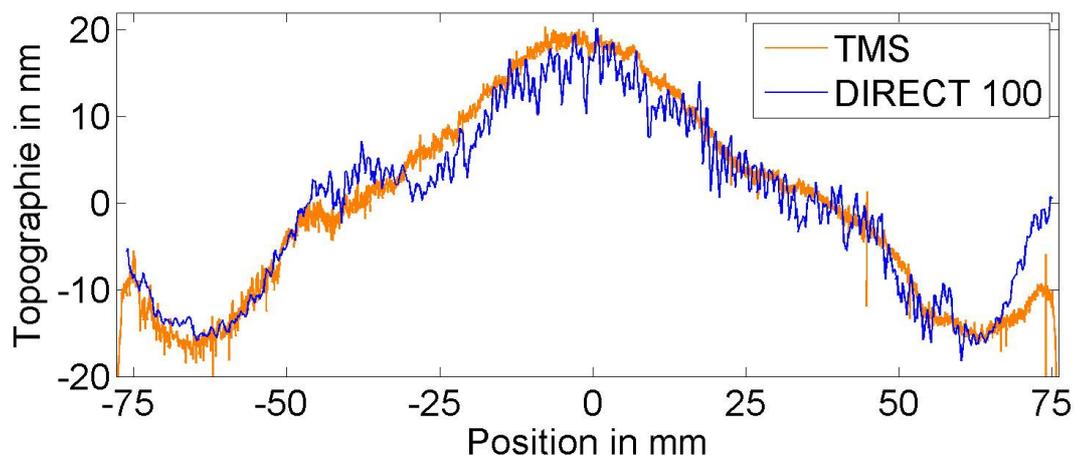
**Bild 4:** Begrenzung der lateralen Auflösung durch den Sensorabstand: a) perfekte Führung und sinusförmige Topographie ( $\lambda=d_{\text{pix}}$ ), b) perfekte Führung mit sinusförmigen Führungsabweichungen ( $\lambda=d_{\text{pix}}$ ), c) Messwerte der 3 Abstandssensoren für die beiden Fälle a) und b).

Die Limitierung hat ihre Ursache darin, dass für die Wellenlängen  $\lambda=d_{\text{pix}}/N$  ( $N=1, 2, \dots$ ) anhand der Messwerte nicht unterschieden werden kann, ob ein Führungsabweichung oder eine Topographie mit entsprechender Wellenlänge

vorliegt. In diesem Fall hat das lineare Gleichungssystem keine eindeutige Lösung. In [11] wurde gezeigt, dass die laterale Auflösung verbessert werden kann, indem die Abstände der Sensoren teilerfremd gewählt werden. Dies führt nicht nur dazu, dass die Abstände benachbarter Sensoren mehr als eine Größenordnung größer als der Abstand der Rekonstruktionspunkte sein dürfen, sondern verhindert auch das Auftreten langwelliger Rekonstruktionsabweichungen.

## 4 Messergebnisse

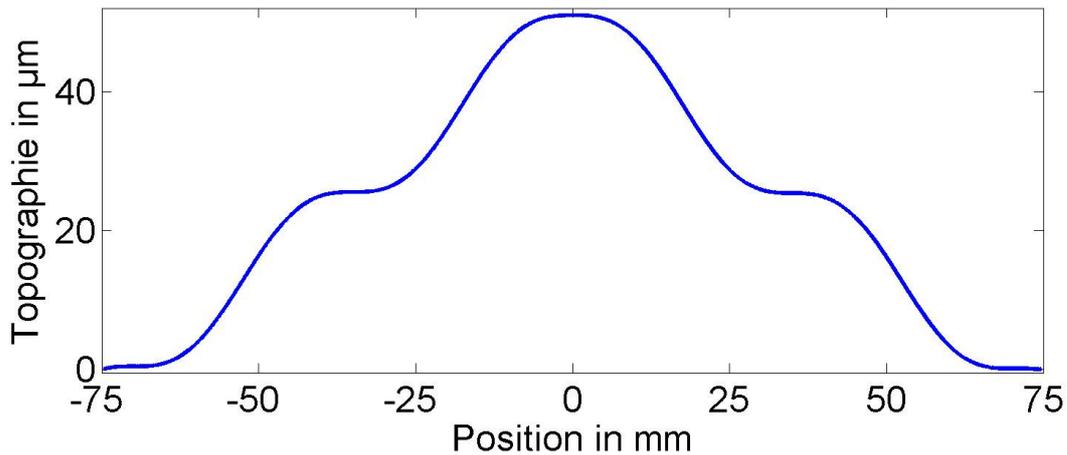
Für zwei verschiedene Prüflinge wurden Vergleichsmessungen mit anderen Messverfahren durchgeführt. Für die Messungen mit dem TMS-Verfahren wurde ein kompaktes Interferometer mit einer Apertur von 3 mm verwendet [12]. In Bild 5 ist sowohl das Messergebnis des TMS-Verfahrens als auch das Messergebnis des vollflächig messenden Zeiss DIRECT 100 Interferometers dargestellt.



**Bild 5:** Messergebnis eines vollflächig messenden Interferometers (blau) im Vergleich zu der mit dem TMS-Verfahren rekonstruierten Topographie (orange) für eine optische Planfläche.

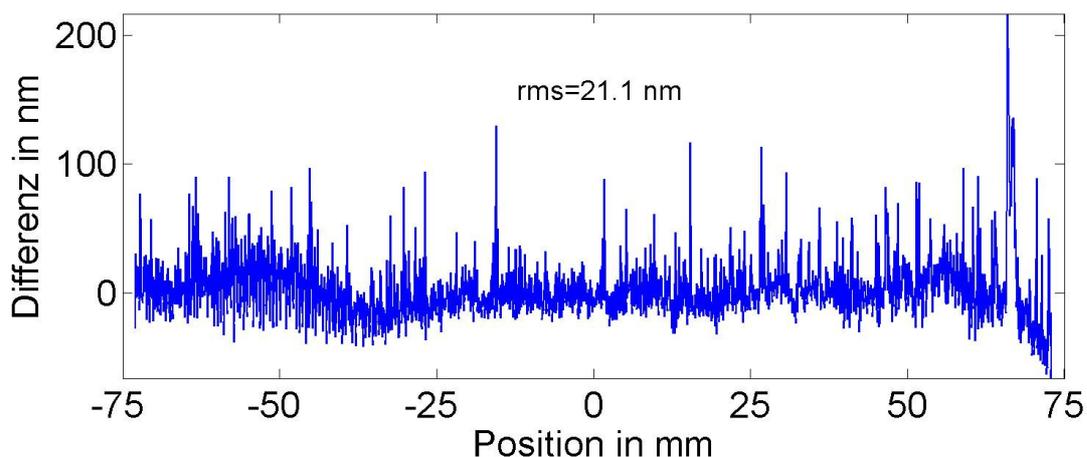
Der Prüfling hatte einen Durchmesser von 15 cm und eine Topographiehöhe von 30 nm. Die rms-Differenz zwischen den beiden Messungen beträgt 3.0 nm. Der Abstand benachbarter Rekonstruktionspunkte beträgt bei der TMS-Messung lediglich 20  $\mu\text{m}$  gegenüber 310  $\mu\text{m}$  bei der Messung mit dem DIRECT 100 Interferometer.

Um die Eignung des TMS-Verfahrens auch für stärker gekrümmte Prüflinge zu testen, wurden Vergleichsmessungen mit der hochpräzisen Koordinatenmessmaschine Panasonic UA3P durchgeführt. Dazu wurde ein diamantgedrehter Messingprüfling mit einer Höhe von  $50\ \mu\text{m}$  und einem Durchmesser von  $15\ \text{cm}$  verwendet. Das Profil des Prüflings ist in Bild 6 dargestellt.



**Bild 6:** Profil des diamantgedrehten Prüflings für den Vergleich des TMS-Verfahrens mit einer hochpräzisen Koordinatenmessmaschine.

Die Differenz zwischen beiden Messergebnissen ist in Bild 7 dargestellt. Die rms-Differenz beträgt hier  $21.1\ \text{nm}$ . Der Abstand benachbarter Rekonstruktionspunkte betrug für die TMS-Messung  $d_s=20\ \mu\text{m}$  gegenüber  $50\ \mu\text{m}$  für die UA3P Messung.



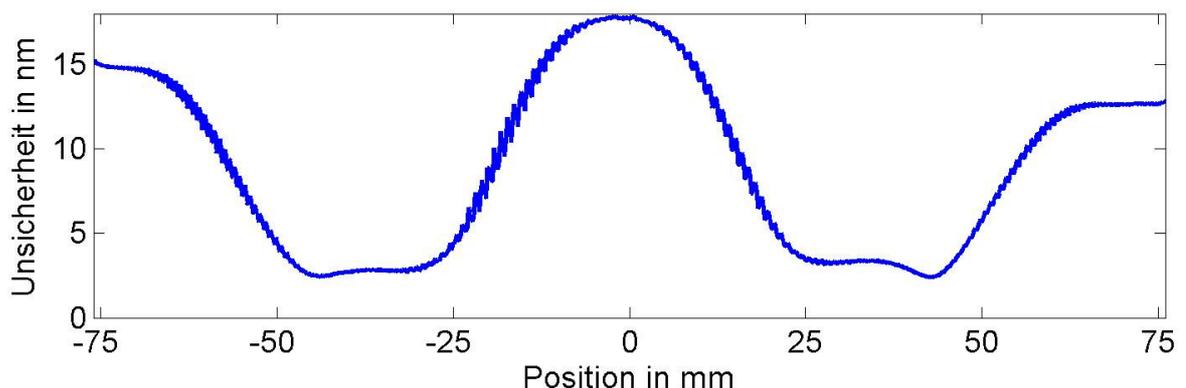
**Bild 7:** Differenz zwischen dem Messergebnis der UA3P und der mit dem TMS-Verfahren rekonstruierten Topographie.

Die vielen lokalen Unterschiede zwischen den beiden Messergebnissen in Bild 7 beruhen auf kleinen durch den Produktionsprozess verursachten Metallpartikeln auf dem Prüfling welche nicht entfernt werden konnten. Diese werden mit dem taktilen Messverfahren der Koordinatenmessmaschine erfasst, jedoch nicht mit dem für die TMS-Messungen verwendeten kompakten Interferometer.

## 5 Messunsicherheit

Für die Messung des in Bild 6 gezeigten Prüflings wurde die Messunsicherheit [13] mittels Monte-Carlo Simulationen ermittelt. Hierfür wurden auch Einflussgrößen berücksichtigt, die nicht in das für die Rekonstruktion genutzte Modell (Gleichung 1) eingehen. Zu diesem Zweck wurde ein dreidimensionales Simulationsszenario des Messaufbaus realisiert, welches neben den Messunsicherheiten der verwendeten Messgeräte (Abstandsinterferometer, Autokollimator, kompakt Interferometer) auch Positions- und Winkelabweichungen der Führung sowie Justageabweichungen der verwendeten Komponenten zueinander in und um alle drei Raumachsen berücksichtigt. Desweiteren wurden Kalibrierunsicherheiten des Pixelabstandes des verwendeten kompakten Interferometers, sowie dessen zeitliche Änderung während des Messprozesses berücksichtigt. Darüber hinaus wurde auch der Einfluss der in der Rekonstruktion nicht berücksichtigten Verzeichnung des Interferometers mit einbezogen.

Das Ergebnis der Messunsicherheitsanalyse ist in Bild 8 dargestellt.



**Bild 8:** Messunsicherheit für die Profilmessung des in Bild 6 gezeigten Prüflings für einen Erweiterungsfaktor von  $k=1$ .

Die mittlere Messunsicherheit beträgt 9.0 nm, die maximale Messunsicherheit 17.8 nm für einen Erweiterungsfaktor von  $k=1$ . Die Messunsicherheit ist nicht konstant für alle Rekonstruktionspunkte. Dies beruht vor allem darauf, dass die Unsicherheit des Pixelabstandes den größten Einfluss auf die in Bild 8 gezeigte Messunsicherheit hat. Ist der für die Rekonstruktion genutzte Wert des Pixelabstandes zu groß, so ist die Höhe der rekonstruierten Topographie zu gering und umgekehrt. Aus diesem Grund hängt der Verlauf der Messunsicherheit von der Form des Prüflings ab.

## 6 Zusammenfassung

Es wurde das TMS-Verfahren zur Profilmessung von optischen Oberflächen mit hoher lateraler Auflösung sowie hohem Dynamikumfang vorgestellt. Der Einfluss des Verfahrabstandes sowie des Sensorabstandes auf die erreichbare laterale Auflösung wurde diskutiert. Vergleichsmessungen mit einem vollflächig messendem Interferometer sowie einer hochpräzisen Koordinatenmessmaschine ergaben Übereinstimmungen im Rahmen der Messunsicherheit.

## Literatur

- [1] Wyant, J. C. und Schmit, J.: Large Field of View, High Spatial Resolution, Surface Measurements, *International Journal of Machine Tools and Manufacture* 38, S. 691–698, 1998
- [2] Otsubo, M., Okada, K. und Tsujiuchi, J.: Measurement of large plane surface shapes by connecting small-aperture interferograms, *Optical Engineering* 33, S. 608–613, 1994
- [3] Bray, M.: Stitching interferometry and absolute surface shape metrology: similarities, *Proc. SPIE* 4451, S. 375–383, 2001
- [4] Yamauchi, K., Yamamura, K., Mimura, H., Sano, Y., Saito, A., Ueno, K., Endo, K., Souvorov, A., Yabashi, M., Tamasaku, K., Ishikawa, T. und Mori, Y.: Microstitching interferometry for x-ray reflective optics, *Review of Scientific Instruments* 74, S. 2894–2898, 2003, DOI: 10.1063/1.1569405
- [5] Elster, C., Weingärtner, I. und Schulz, M.: Coupled distance sensor systems for high-accuracy topography measurement: Accounting for scanning stage and systematic sensor errors, *Prec. Eng.* 30, S. 32–38, 2006

- [6] Wiegmann, A., Schulz, M. und Elster, C.: Absolute profile measurement of large moderately flat optical surfaces with high dynamic range, *Opt. Express* 16, S. 11975–11986, 2008, url:  
<http://www.opticsinfobase.org/oe/abstract.cfm?URI=oe-16-16-11975>
- [7] Press, W.H., Teukolsky, S.A., Vetterling, W.T. und Flannery, B. F.: *Numerical recipes in C (2nd ed.): the art of scientific computing*. New York: Cambridge University Press, 1992. ISBN: 0-521-43108-5
- [8] Wiegmann, A., Elster, C., Schulz, M. und Stavridis, M.: Absolute Topographievermessung gekrümmter optischer Oberflächen mit hoher lateraler Auflösung, 109th Conference of the DGaO, 2008
- [9] Bremer, H., Schmähling, F., Elster, C., Krey, S., Ruprecht, A., Schulz, M., Stavridis, M., und A. Wiegmann: Simple methods for alignment of line distance sensor arrays, *Proc. SPIE* 7718, 77181M, 2010, DOI:10.1117/12.854266
- [10] Flügge, J., Köning, R., Weichert, C., Häßler-Grohne, W., Geckeler, R. D., Wiegmann, A., Schulz, M., Elster, C., und Bosse, H.: Development of a 1.5D reference comparator for position and straightness metrology on photomasks, *Proc. SPIE* 7122, 71222Y, 2008, DOI: 10.1117/12.801251
- [11] Wiegmann, A., Schulz, M. und Elster, C.: Improving the lateral resolution of a multi-sensor profile measurement method by non-equidistant sensor spacing, *Opt. Express* 18, S. 15807-15819 (2010), url:  
<http://www.opticsinfobase.org/oe/abstract.cfm?URI=oe-18-15-15807>
- [12]  $\mu$ Phase Interferometer FISBA Optik AG, CH-9016 St. Gallen, Rorschacher Str. 268 und FISBA OPTIK GmbH, Schwarzschildstr. 12, D-12489 Berlin  
<http://www.fisba.ch>
- [13] ISO: Guide to the expression of uncertainty in measurement (GUM)-Supplement 1: Propagation of distributions using a Monte-Carlo method. Geneva: International Organization for Standardization, 2008

# Doppler-Effekt in der spektrometerbasierten Fourier Domain Optischen Kohärenztomografie

Julia Walther, Edmund Koch

Klinisches Sensoring und Monitoring, Medizinische Fakultät Carl Gustav Carus,  
Technische Universität Dresden

Tel. 0351-458-6133, E-Mail: [julia.walther@mailbox.tu-dresden.de](mailto:julia.walther@mailbox.tu-dresden.de)

## Kurzfassung

Es wird ein neues Doppler-Modell für die spektrometerbasierte Fourier Domain OCT vorgestellt und die daraus resultierenden Schwierigkeiten für die eindeutige Quantifizierung von Flussgeschwindigkeiten aufgezeigt. Demnach ist die weitverbreitete Doppleranalyse, beruhend auf der Phasen- bzw. Dopplerfrequenzverschiebung zwischen benachbarten Tiefensignalen, limitiert insbesondere für kleine Doppler-Winkel und große transversale Geschwindigkeitskomponenten. Folglich wird in dieser Studie eine weitere Methode der Flussgeschwindigkeitsquantifizierung vorgestellt, welche auf der Signaldämpfung der schräg bewegten Streuzentren beruht. Die quantitative Kombination beider Methoden wird anhand eines Flussphantoms, bestehend aus einer 320  $\mu\text{m}$  Glaskapillare und einer 1%igen Intralipid-Emulsion, präsentiert.

## 1 Einleitung

Die Optische Kohärenztomografie (engl. Optical Coherence Tomography, OCT) ist ein berührungsloses, nicht invasives Bildgebungsverfahren zur hochaufgelösten Darstellung ( $<10 \mu\text{m}$ ) von inhomogenen Gewebestrukturen, welches in Analogie zu sonografischen Untersuchungen den Laufzeitunterschied eines Wellenpaketes nach Durchlaufen einer bestimmten Wegstrecke innerhalb der Probe relativ zu einer bekannten Referenzstrecke misst. Die OCT beruht dabei auf der Interferometrie mit kurzkohärentem Licht im nahinfraroten Wellenlängenbereich. Die ursprüngliche Form der OCT ist das Verfahren der Time Domain OCT (TD OCT), welche die Tiefeninformation der Probe aus der Interferenzmodulation von Proben- und Referenzwelle durch Variation der Referenzstrecke

gewinnt. Eine bedeutende Weiterentwicklung stellt die Fourier Domain OCT (FD OCT) dar, bei der im Gegensatz zur TD OCT das Interferenzsignal spektral und nicht zeitlich analysiert wird. Das Verfahren der spektrometerbasierten FD OCT (SD OCT) ermöglicht die orts aufgelöste Analyse der Interferenzmodulation durch die Verwendung eines Spektrometers. Gegenwärtig gewinnt die SD OCT immer mehr an Interesse begründet durch die hohe Aufnahme geschwindigkeit und das höhere Signal-Rausch-Verhältnis. Neben der hoch aufgelösten, kontaktlosen Bildgebung der Gewebemorphologie bietet das Verfahren der OCT auch die Möglichkeiten der funktionellen Bildgebung physiologischer Parameter, wie beispielsweise dem Metabolismus, der Elastografie, und der Blutzirkulation. Eine Erweiterung der konventionellen OCT wird als Doppler OCT bezeichnet und beschreibt das Verfahren zur Bestimmung von Probengeschwindigkeiten, speziell Blutflussgeschwindigkeiten, mit Hilfe der Phaseninformation des detektierten Interferenzsignals. Die einfachste und geläufigste Methode nutzt das Prinzip der SD OCT und wird als phase-resolved Doppler OCT bezeichnet. Dieses Verfahren basiert auf der linearen Beziehung zwischen der Phasenverschiebung sequentiell detektierter Interferenzsignale und der axialen Probengeschwindigkeit.

## 2 Stand der Technik

In jüngsten Publikationen werden verschiedene Methoden der SD OCT für die qualitative und quantitative Flussmessung vorgeschlagen. Insbesondere die Blutperfusion der Retina und Choroidea des menschlichen Auges ist von großem Interesse. Die erste nicht-invasive Angiografie der humanen Retina mit dem Verfahren der phase-resolved Doppler OCT wurde von S. Makita *et al.* [1] präsentiert. Eine weitere Technik, basierend auf der Phaseninformation des rückgestreuten Lichtes, ist die optische Angiografie (engl. optical angiography, OAG). Hier werden über eine konstante Modulationsfrequenz, die durch das kontinuierliche Verfahren des Referenzspiegels während der Integrationszeit des Zeilendetektors erzeugt wird, bewegte von statischen Strukturen separiert. Alle diese Techniken haben imposante 3D-Darstellungen der Vaskulatur des Augenhintergrundes gezeigt. Doch wie bereits von T. Schmall *et al.* [2] angedeutet, nicht nur die Bildgebung der Blutgefäße allein sondern auch die Quantifizierung des Blutflusses ist von großer Bedeutung für die Bestimmung physiologischer Parameter und funktioneller krankheitsbedingter Einschränkungen. Die vorzugsweise zur quantitativen Blutflussmessung verwendete phase-

resolved Doppler SD OCT kann jedoch durch Bewegungsartefakte hervorgerufenes Auslöschung der Interferenzmodulation und die damit einhergehende Signaldämpfung eingeschränkt werden. Trotz dieser Einschränkung ist die Geschwindigkeitsdetektion mit dem Verfahren der SD OCT das meist genutzte und einfachste Verfahren zur quantitativen Flussmessung die phase-resolved Doppler OCT.

### **3 Problemstellung und Lösungsvorschlag**

Der Vorteil der SD OCT ist die im Interferenzspektrum kodierte Amplituden- $A(z)$  und Phaseninformation  $\varphi(z)$  des rückgestreuten Lichtes entlang einer Tiefenachse  $z$  in der Probe. Über eine Fourier-Transformation des Interferenzspektrums erhält man ein komplexwertiges Tiefensignal. Die morphologischen OCT-Schnittbilder (B-Scans) werden durch Aneinandersetzen der Amplituden  $A(z)$  einzelner Tiefenprofile, auch A-Scans genannt, generiert. Die Flussinformation hingegen wird durch das Bestimmen der Phasendifferenz  $\Delta\varphi(z)$  zwischen Punkten in gleicher Tiefe  $z$  benachbarter A-Scans erhalten. Nach dem klassischen Doppler-Modell wird eine lineare Beziehung zwischen der axialen Geschwindigkeitskomponente  $v_z(z)$  der schrägen Probenbewegung und der Phasenverschiebung  $\Delta\varphi(z)$  angenommen. Doch entgegen der weitverbreiteten Annahme trifft die lineare Beziehung zwischen  $v_z(z)$  und  $\Delta\varphi(z)$  ausschließlich für kleine transversale Bewegungskomponenten zu. Insbesondere bei hohen transversalen Bewegungen und hohen Probengeschwindigkeiten ist das Verfahren der phase-resolved Doppler SD OCT limitiert durch eine sich einem konstanten Wert annähernde Phasendifferenz. Infolgedessen ist der Messbereich der Doppler-Analyse für kleine Winkel  $\vartheta$  stark eingeschränkt. Die Kombination der Doppler-Analyse und der Signaldämpfungsmethode erlaubt die Erweiterung dieses limitierten Messbereiches und ist somit vielversprechend für die Messung von hohen Flussgeschwindigkeiten.

## 4 Theoretisches Modell

### 4.1 Phasenverschiebung und Signaldämpfung

Eine ausführliche Herleitung und Beschreibung des theoretischen Modells für die Doppler-Phasenverschiebung und die Signaldämpfung als Funktion der absoluten Probengeschwindigkeit wurde bereits in [3-5] publiziert.

Die schräge Probenbewegung kann durch eine axiale  $\Delta z$  und transversale  $\Delta x$  Komponente während der Integrationszeit  $T_{A-Scan}$  des Zeilendetektors im Spektrometer beschrieben werden. Die Transformation dieser Parameter in dimensionslose Größe wird in Gleichung (1) aufgezeigt, wobei  $w_0$  der Halbwertsbreite (FWHM) des gaussförmigen Probenstrahls,  $\lambda_0$  der Zentralwellenlänge und  $n$  dem Brechungsindex der untersuchten Probe entsprechen.

$$\delta x = \frac{\Delta x}{w_0}, \quad \delta z = \frac{2n\Delta z}{\lambda_0}, \quad t' = \frac{t}{T_{A-Scan}} \quad (1)$$

Basierend auf der Theorie von Yun et al. [6] für kleine spektrale Bandbreiten des SD OCT-Systems wird der Fotostrom, welcher die Interferenzmodulation enthält, integriert über das Zeitintervall  $T_{A-Scan} = [T_1, T_2]$  in dem ein Tiefenscan detektiert wird. Das Ergebnis ist proportional zu Gleichung (2) in der  $x_m$  die  $x$ -Koordinate zum Zeitpunkt  $t = 0$ , und  $a_m$  die komplexe Amplitude des vom Streuzentrum  $m$  zurück gestreuten Lichtes darstellen.

$$N(T_1, T_2, \delta x, \delta z) = \sum_m a_m \int_{T_1}^{T_2} \exp(i2\pi\delta z t') \exp[-4 \ln(2)(x_m - \delta x t')^2] dt' \quad (2)$$

Für die Doppler-Analyse wird die Phasenverschiebung zwischen aufeinanderfolgenden A-Scans im Intervall von  $[-1,0]$  und  $[0,1]$  durch Multiplikation der komplexen Amplitude  $N$  des ersten A-Scans mit dem konjugiert komplexen Amplitude  $N^*$  des benachbarten A-Scans multipliziert. Da eine Vielzahl an Streuzentren  $m$  innerhalb des Probenstrahls während  $T_{A-Scan}$  zum Interferenzsignal beitragen, wird im Folgenden die mittlere Phasendifferenz  $\Delta\varphi$  gemäß Gleichungen (3) und (4) betrachtet.

$$\Delta\varphi = \arg\left[C_{cor}(\delta x, \delta z)\right] = \arg\left[N(-1,0\delta x, \delta z)N^*(0,1, \delta x, \delta z)\right] \quad (3)$$

mit

$$C_{cor}(\delta x, \delta z) = C_{cor}(0,0) 2 \left[ \frac{\ln(4)}{\pi} \right]^{1/2} \int_{-\infty}^{\infty} N(-1,0, \delta x, \delta z, x_m) N^*(0,1, \delta x, \delta z, x_m) dx_m \quad (4)$$

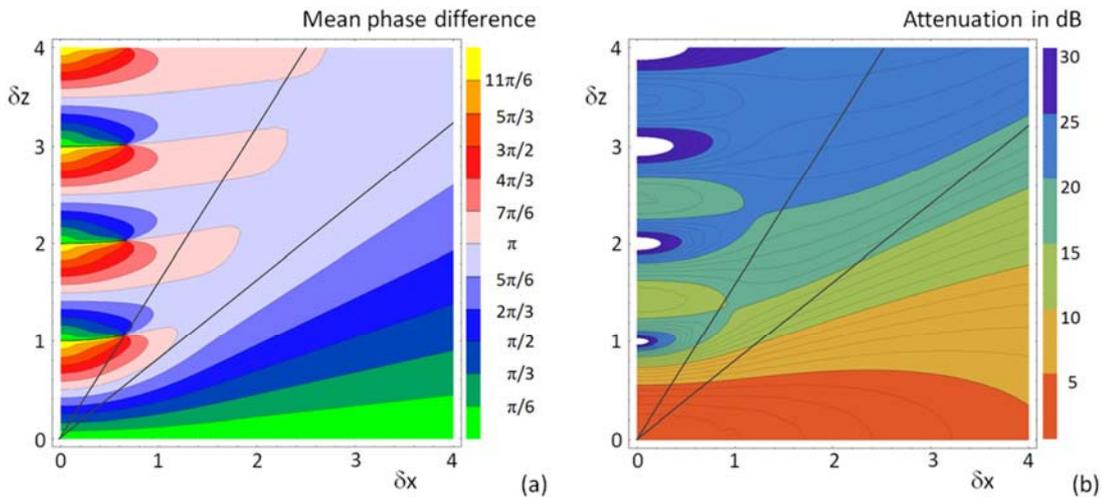
und

$$N(T1, T2, \delta x, \delta z, x_m) = \int_{T1}^{T2} \exp(i2\pi\delta z t') \exp[-4 \ln(2)(x_m - \delta x t')] dt' \quad (5)$$

Der bewegungsinduzierte Signalabfall kann beschrieben werden mit dem mittleren Signal  $I_{mean}$ , welches dem quadrierten absoluten Wert der komplexen Amplitude  $N$  entspricht wie in Gleichung (6) gezeigt. Die Dämpfung der Signalstärke ist dabei definiert als  $-10\log(I_{mean})$ .

$$I_{mean} = |N(-1,0, \delta x, \delta z)|^2 \quad (6)$$

Die Integrale resultierend aus den Gleichungen (3) und (6) können nur für den Fall der reinen axialen Probenbewegung analytisch gelöst werden. Für finite transversale Bewegungskomponenten  $\Delta x$  der schrägen Probenbewegung werden die Integrale numerisch mit Mathematica<sup>®</sup> 6.0 (Wolfram Research, Inc.) gelöst. Die Ergebnisse für  $\Delta\phi$  und  $I_{mean}$  sind in Kontourdiagrammen in Bild 1 dargestellt.



**Bild 1:** Konturdiagramme (a) der mittleren Phasenverschiebung  $\Delta\phi$  und (b) der Signaldämpfung  $10\log(I_{mean})$  zwischen benachbarten A-Scans als Funktion der normierten transversalen  $\delta x$  und axialen  $\delta z$  Verschiebung der schrägen Probenbewegung. Die eingezeichnete Gerade mit  $\vartheta'$  von  $39^\circ$  entspricht den theoretischen Werten verglichen mit den experimentellen Daten in Kapitel 6.

Die theoretischen Werte für  $\Delta\varphi$  und  $I_{\text{mean}}$  bei einem bestimmten Doppler-Winkel  $\vartheta$  entsprechen einer Geraden durch den Ursprung des Koordinatensystems. Dabei ist der Doppler-Winkel  $\vartheta$  im experimentellen Aufbau nicht identisch zum Winkel  $\vartheta'$  im Diagramm. Für die Transformation gilt:

$$\tan \vartheta' = \frac{2nw_0}{\lambda_0} \tan \vartheta. \quad (7)$$

## 4.2 Flussmessung mit der Signaldämpfungsmethode

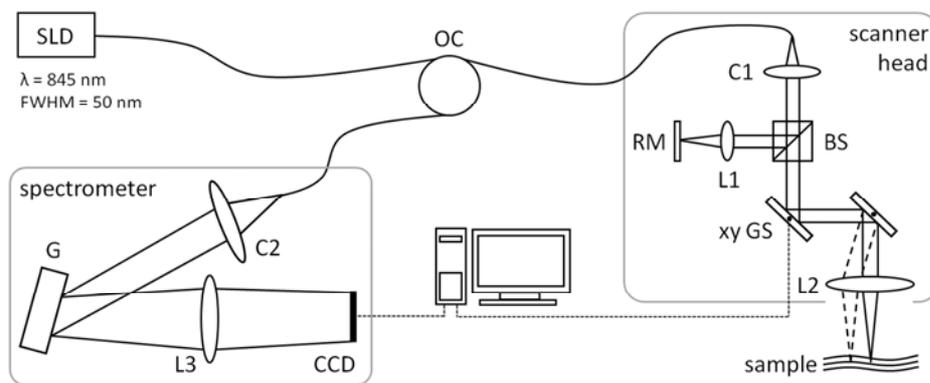
Unter Berücksichtigung der Ergebnisse der numerischen Simulation wird deutlich, dass die Doppler-Flussmessung limitiert ist für den Bereich  $\vartheta' < 45^\circ$ , da sich in diesem Bereich  $\Delta\varphi$  einem Wert kleiner oder gleich  $\pi$  für hohe Geschwindigkeiten annähert. Da dieser Winkelbereich in der Praxis nicht vermieden werden kann, schlagen wir vor den limitierten Bereich der Geschwindigkeitsdetektion der Doppler-Analyse zu überwinden in dem der charakteristische monotone Signalabfall für die Geschwindigkeitsmessung herangezogen wird. Für diese Art der Flussmessung müssen folgende Bedingungen erfüllt werden. Erstens muss das Rückstreusignal der homogen verteilten Streuzentren größer sein als die Rauschgrenze des Systems. Zweitens sollte berücksichtigt werden, dass die Signaldämpfungsmethode eine Referenzmessung verlangt, welche die Signalstärke bei einer bestimmten Geschwindigkeit beinhaltet, damit anhand dessen die Signaldämpfung für die Geschwindigkeit, welche nicht mit der herkömmlichen Doppler SD OCT bestimmbar ist, berechnet werden kann. Die experimentelle Flussmessung wird anhand eines Flussphantoms präsentiert.

## 5 Experimenteller Aufbau

### 5.1 Das Spectral Domain OCT-System

Das in dieser Studie verwendete fasergekoppelte SD OCT-System (vgl. Bild 2) wurde in [7] näher beschrieben. Als Lichtquelle findet eine Superlumineszenzdiode (SLD 371 MP, Superlumdiodes Ltd.) Einsatz mit einer spektralen Bandbreite  $\Delta\lambda$  von 50 nm (FWHM) und einer Zentralwellenlänge  $\lambda_0$  von 845 nm. Das Licht der SLD wird über einen optischen Zirkulator (OC, Thorlabs) zum 3D-Scankopf geleitet. Der 3D-Scanner enthält einen Kollimator (C1) für die Gene-

rierung eines Freistrahls, welcher an dem 20:80 Strahlteiler (BS) in einen Referenz- und Probenarm aufgespalten wird. Der Probenstrahl wird durch zwei Galvanometerscanner (xy GS) abgelenkt und über eine telezentrische Optik auf die Probenoberfläche fokussiert. Der gemessene Probenstrahldurchmesser  $w_0$  beträgt  $6,7 \mu\text{m}$ . Das von der Probe zurück gestreute Licht wird mit dem Referenzlicht überlagert und wieder in den OC eingekoppelt. Das eigens designte Spektrometer im Detektionsarm besteht aus einem Kollimator (C2), einem Reflexionsgitter (G), und einem Linsensystem (L3) für das Fokussieren des Interferenzspektrums auf dem CCD-Zeilendetektor (DALSA IL C6, DALSA) Die Integrationszeit beträgt  $T_{A\text{-Scan}} = 84 \mu\text{s}$  und entspricht einer Detektionsrate für einen A-Scan von  $11,88 \text{ kHz}$ .



**Bild 2:** Schematische Darstellung des verwendeten SD OCT-Systems: SLD – Superlumineszenzdiode; OC – Optischer Zirkulator; C1, C2 – Kollimator; L1 bis L3 – Linsen; BS – Strahlteiler; RM – Referenzspiegel; xy GS – Galvanometerscanner; G – Reflexionsbeugungsgitter; CCD – DALSA-Zeilendetektor.

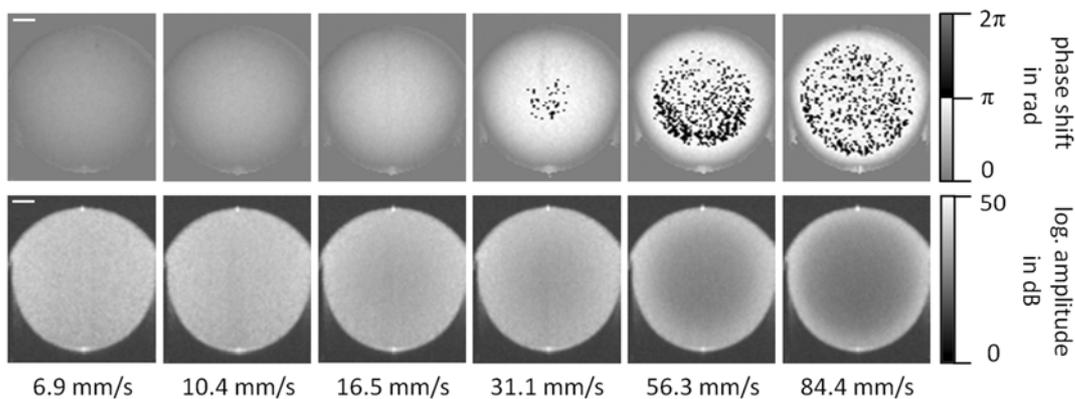
## 5.2 Das Flussphantommodell

Die Kombination der konventionellen Doppler-Geschwindigkeitsbestimmung und der Signaldämpfungsmethode wurden an einem Flussphantom evaluiert. Für das Experiment wurde eine 1%ige Intralipid-Emulsion durch eine Glaskapillare mit einem Innendurchmesser von  $320 \mu\text{m}$  (Paul Marienfeld GmbH & Co. KG) per Infusionsspritzenpumpe (Fresenius Kabi AG) gefördert und 2D bildgegeben. Da die Reynolds-Zahl für alle Messungen  $Re < 10$  beträgt, ist ein laminarer Fluss der Intralipid-Emulsion gewährleistet. Flussraten von  $2,0$  bis  $24,0 \text{ ml/h}$  wurden gewählt und entsprechen mittleren Flussgeschwindigkeiten von  $6,9$  bis

84,4 ml/h. Die Kapillare befindet sich für die Versuche unter Wasser damit die optische Verzerrung reduziert wird. Vorab wurde ein Volumenscan detektiert um daraus den Doppler-Winkel  $\vartheta$  von  $2.2^\circ$  und den Winkel  $\vartheta'$  von  $39^\circ$  im Konturdiagramm in Bild 1 zu bestimmen. Für die Quantifizierung der Flussgeschwindigkeiten mit Hilfe der Doppler-Analyse und der Signaldämpfung wurden zeitlich aufgelöste B-Scans mit einer transversalen Schrittweite von  $0,5 \mu\text{m}$  aufgezeichnet. Der daraus resultierende Effekt der Überabtastung wurde bei dem Prozessieren der B-Scans behoben.

## 6 Experimentelle Ergebnisse

In Bild 3 sind ausgewählte Doppler- und strukturelle SD OCT-Schnittbilder des Kapillarquerschnitts mit fließendem Intralipid aufgeführt. In den Doppler-Bildern (obere Bildreihe) ist die Phasenverschiebung  $\Delta\varphi$  in dem Bereich von 0 bis  $2\pi$  aufgetragen. Dafür wurde  $\Delta\varphi$  über Multiplikation des komplexwertigen Fourierkoeffizienten eines A-Scans  $\Gamma_{j+1}(z)$  mit dem des benachbarten konjugiert komplexen A-Scans  $\Gamma_j^*(z)$  in jeder Tiefe  $z$  berechnet, wobei  $j$  dem Index der detektierten A-Scans entspricht. Das Ergebnis  $\Gamma_{\text{res}}$  ist wiederum eine komplexwertig mit  $\Delta\varphi(z)$  als Argument.

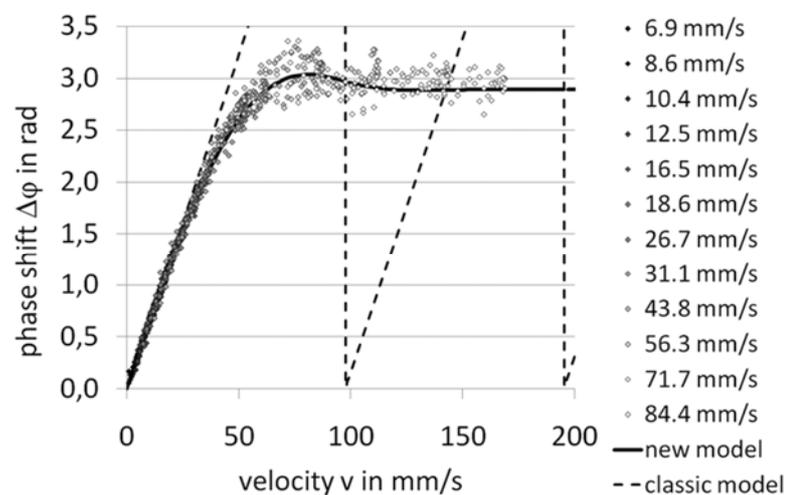


**Bild 3:** Doppler- (obere Bildserie) und strukturelle OCT-Schnittbilder (untere Bildserie) des Intralipidflusses durch eine  $320 \mu\text{m}$  Glaskapillare für einen Doppler-Winkel von  $2.2^\circ$  zwischen Fluss- und horizontaler Richtung und sechs verschiedenen mittleren Flussgeschwindigkeiten von 6,9 bis  $84,4 \text{ mm/s}$ .

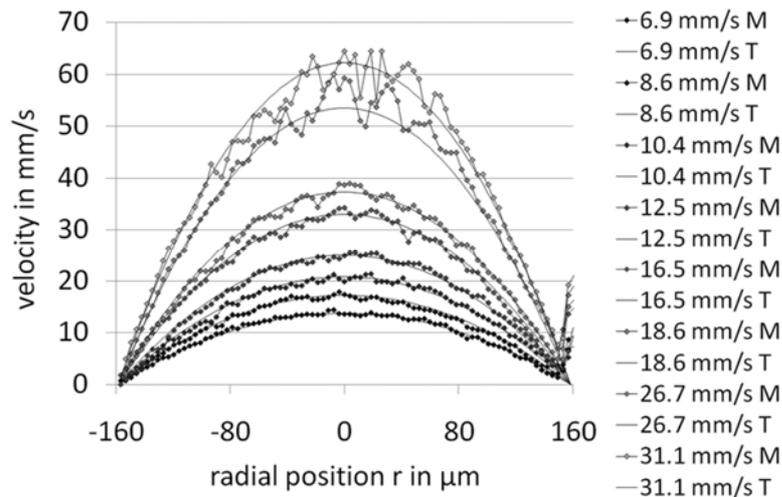
Wie in der oberen Bildserie in Abbildung 3 deutlich wird, nimmt  $\Delta\varphi$  ausgehend vom Kapillarzentrum zunächst für größere Flussgeschwindigkeiten zu. Für die

mittlere Flussgeschwindigkeit  $v_{\text{mean}}$  von 31,1 mm/s ist  $\Delta\varphi > \pi$ . In Übereinstimmung zur Theorie des neuen Doppler-Modells erreicht und überschreitet  $\Delta\varphi$  für weiter ansteigende Flussgeschwindigkeiten den Wert von  $2\pi$  nicht. Stattdessen beläuft sich  $\Delta\varphi$  auf einen Wert um  $\pi$  unabhängig von der eingestellten Flussgeschwindigkeit. Für die strukturellen SD OCT-Schnittbilder in der unteren Bildserie wurde der Betrag des komplexwertigen Fourierkoeffizienten  $\Gamma_j(z)$  dargestellt. Die Signalstärke ist logarithmisch und im Bereich bis 50 dB dargestellt. Wie erwartet tritt ausgehend vom Zentrum der Kapillare eine monotone Signaldämpfung mit zunehmender Geschwindigkeit  $v_{\text{mean}}$  auf.

Bild 4 zeigt  $\Delta\varphi$  der A-Scans im Kapillarzentrums für zwölf Messungen mit  $v_{\text{mean}}$  von 6,9 bis 84,4 mm/s als Funktion der berechneten Probengeschwindigkeit  $v$ . Die Daten spannen dabei einen Geschwindigkeitsbereich bis ungefähr 170 mm/s auf, was einer maximalen Verschiebung von  $\delta x = 2,1$  und  $\delta z = 1,7$  entspricht. Das Ergebnis des bisherigen klassischen Doppler-Modells ist als gestrichelte Linie gezeichnet und zeigt große Abweichungen zu den Messdaten. Das Ergebnis des neuen Doppler-Modells ist als schwarze durchgezogene Kurve dargestellt und entspricht den Daten entlang der Geraden mit  $\vartheta' = 39^\circ$  in dem Konturdiagramm in Bild 1a. Wie deutlich zu erkennen ist stimmen die gemessenen Daten sehr gut mit den Ergebnissen der numerischen Simulation überein.

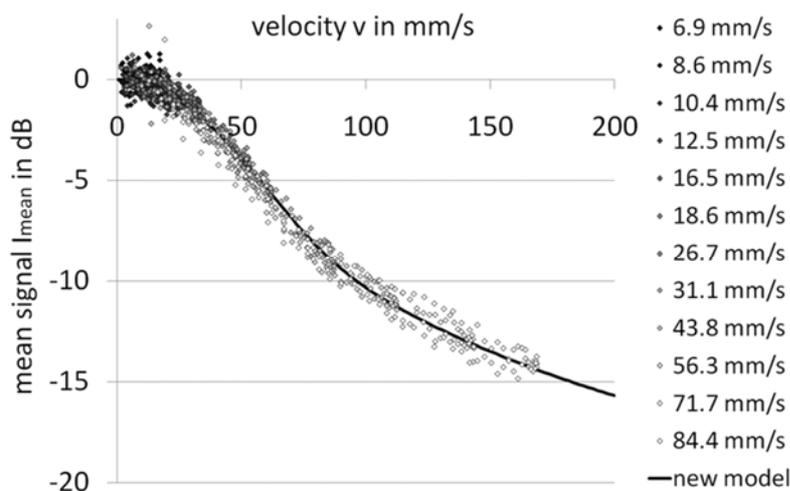


**Bild 4:** Punkte:  $\Delta\varphi$  im Interval von  $[0,2\pi]$  als Funktion der berechneten Geschwindigkeit  $v$ , unter Annahme eines parabolischen Flussprofils, für  $\vartheta$  von  $2,2^\circ$ . Die gestrichelte Linie entspricht der  $\Delta\varphi$ - $v$ -Beziehung nach dem klassischen Doppler-Modell. Die durchgezogene Linie stellt das Ergebnis für das neue Doppler-Modell dar.



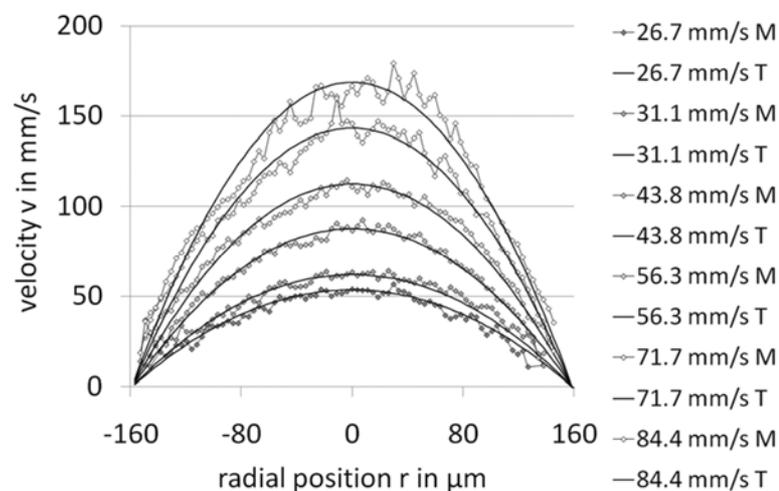
**Bild 5:** Flussgeschwindigkeitsprofile als Funktion der radialen Position  $r$  des Kapillarlumens verglichen mit der theoretischen Berechnung. Geschwindigkeiten von  $v > 80$  mm/s können für den gemessenen Dopplerwinkel von  $\vartheta = 2,2^\circ$  nicht eindeutig bestimmt werden.

In Bild 5 werden die aus der Doppler-Phasenverschiebung berechneten Flussgeschwindigkeitsprofile (Index M) als Funktion der radialen Position  $r$  des Kapillarlumens dargestellt und mit den theoretischen Ergebnissen (Index T) verglichen. Wie bereits im Diagramm in Bild 4 deutlich wird, können die Flussgeschwindigkeiten nur bis 80 mm/s ( $\Delta\varphi = 3.03$  rad) eindeutig bestimmt werden.



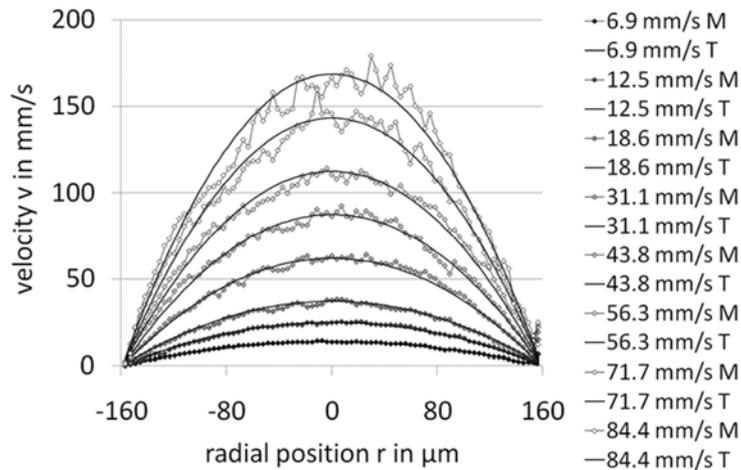
**Bild 6:** Signaldämpfung der 1%igen Intralipid-Emulsion (Punkte) im Vergleich zu dem Ergebnis des neuen Doppler-Modells. Da die Signaldämpfung monoton fallend ist, können die Flussgeschwindigkeiten eindeutig bestimmt werden.

Die Ergebnisse der Bestimmung der Flussgeschwindigkeiten anhand der Signaldämpfung werden im Bild 6 und 7 präsentiert. Als Referenz wurde die Signalarstärke bei  $v = 0$  mm/s verwendet. Die logarithmierte Signaldämpfung  $-10\log(I_{\text{mean}})$  im Zentrum der Kapillare als Funktion der Flussgeschwindigkeit  $v$  wird im Bild 6 dargestellt. Das Ergebnis der Simulation aus dem Diagramm in Bild 1b ist als ununterbrochene Linie gezeichnet und stimmt sehr gut mit den Messdaten überein. Da der Verlauf der Signaldämpfung für den gemessenen Doppler-Winkel  $\vartheta$  von  $2.2^\circ$  monoton verläuft, können die Flussgeschwindigkeiten daraus eindeutig quantifiziert werden. Die resultierenden Flussprofile werden in Bild 7 gezeigt.



**Bild 7:** Die mit Hilfe der Signaldämpfung berechneten Flussgeschwindigkeiten als Funktion von  $r$ . Für die Messungen mit  $v_{\text{mean}} > 43,8$  mm/s ist die Doppler-Berechnung nicht mehr eindeutig.

Unter Berücksichtigung der Ergebnisse stellt sich die Frage ab welcher Flussgeschwindigkeit die Signaldämpfung bevorzugt werden sollte gegenüber der Doppler-Auswertung. Die anhand der gewichteten Mittelwertbildung berechneten Flussprofile im Zentrum der Kapillare werden in Bild 8 aufgezeigt. Durch die Kombination beider Methoden wird ein maximale Geschwindigkeit von ungefähr 170 mm/s erreicht und überschreitet damit deutlich das Limit der phasen-resolved Doppler-Methode. Als Ergebnis dieser Studie konnte gezeigt werden, dass die Kombination der Doppler-Phasenauswertung und der Signaldämpfung nicht nur eine alternative Methode zur Geschwindigkeitsmessung darstellt, sondern auch die Möglichkeit der Erweiterung des limitierten Doppler-Flussgeschwindigkeitsbereich eröffnet.



**Bild 8:** Gewichteter Mittelwert der Flussgeschwindigkeiten der phase-resolved Doppler- und der Signaldämpfungsmethode als Funktion der radialen Position  $r$  im Kapillarlumen im Vergleich zu den theoretisch berechneten Geschwindigkeiten nach dem Gesetz von Hagen Poiseuille.

## 7 Zusammenfassung

In dieser Studie wurde zunächst der Doppler-Effekt in der spektrometerbasierten Fourier Domain OCT (SD OCT) untersucht und ein neues Modell für die phase-resolved Doppler OCT aufgezeigt, welche die transversale Komponente der schrägen Probenbewegung berücksichtigt. Aufgrund der Limitation dieser Methode für große transversale Bewegungskomponenten und hohe Flussgeschwindigkeiten wurde eine Kombination der konventionellen phase-resolved Doppler OCT mit der Signaldämpfungsmethode präsentiert und an einem in vitro Flussphantom validiert. Die Flussprofile der 1%igen Intralipid-Emulsion wurden anhand der gewichteten Mittelwertbildung berechnet. Die quantitative Messung des arteriellen und venösen Blutflusses mit den präsentierten Verfahren der FD OCT sollen zukünftig im in vivo Mausmodell untersucht werden.

## Literatur

- [1] Makita, S., Hong, Y., Yamanari, M., Yatagai, T., Yasuno, Y.: Optical coherence angiography, *Opt. Express* 14, 7821-7840, 2006.
- [2] Schmoll, T., Kolbitsch, C., Leitgeb, R. A.: Ultra-high-speed volumetric tomography of human retinal blood flow, *Opt. Express* 17, 4166-4176, 2009.
- [3] Koch, E., Walther, J., Cuevas, M.: Limits of Fourier domain Doppler-OCT at high velocities, *Sensors and Actuators A* 156, 8-13, 2009.
- [4] Walther, J., Koch, E.: Transverse motion as a source of noise and reduced correlation of the Doppler phase shift in spectral domain OCT, *Opt. Express* 17, 19698-19713, 2009.
- [5] Walther, J., Krueger, A., Cuevas, M., Koch, E.: Effects of axial, transverse and oblique motion in FD OCT in systems with global or rolling shutter line detector, *J. Opt. Soc. Am. A* 25, 2791-2802, 2008.
- [6] Yun, S. H., Tearney, G. J., de Boer, J. F., Bouma, B. E., Motion artifacts in optical coherence tomography with frequency-domain ranging, *Opt. Express* 12, 2977-2998, 2004.



# Algorithmik und Signalverarbeitung

# Mehrobjekt-Verfolgung mit dem PHD-Filter auf Basis von Radarmessungen

M. Kruse und F. Puente León

Institut für Industrielle Informationstechnik, Karlsruher Institut für Technologie,  
76187 Karlsruhe, E-Mail: {kruse, puente}@kit.edu

## Kurzfassung

In vielen technischen Systemen ist die zeitliche Verfolgung von relevanten Objekten in der Umgebung die Grundlage für viele höher gelagerte Funktionen. Die hierbei auftretenden Unsicherheiten bezüglich Objektexistenz und Objektlokalisation lassen sich mit Filtern auf Basis der Statistik endlicher Zufalls-mengen systematisch handhaben. Ein solches Filter wurde in Vorarbeiten vorgestellt und in dieser Arbeit um eine heuristische Trajektorienextraktion erweitert. Die Funktionsfähigkeit wird sowohl anhand synthetischer als auch realer Messdaten verifiziert.

## 1 Einleitung

In vielen Bereichen wird von technischen Systemen in zunehmendem Maße eine Interaktion mit der Umgebung bzw. dem Benutzer gefordert. Beispiele finden sich z. B. in den Bereichen Robotik, Fahrerassistenzsysteme oder Überwachung. Eine solche Interaktion erfordert zunächst die Wahrnehmung der Umgebung durch das System, um dann auf Basis des dabei erstellten Umgebungsbildes Handlungen zu initiieren. Der erste Schritt der Wahrnehmungskette ist stets die Aufzeichnung sensorischer Information, welche dann in das Umgebungsbild eingebracht werden muss. Immer häufiger werden hierbei mehrere, größtenteils heterogene Sensoren eingesetzt. In vielen Fällen ist ein Umgebungsmodell auf Objektebene gewünscht, so dass die Erstellung desselben als fortwährende Existenz- und Zustandsschätzung der relevanten Objekte in der Szene angesehen werden kann. Diese Aufgabe kann über Mehrobjekt-Verfolgungsfilter

gelöst werden.

## 2 Grundlagen und Methoden

Das in [1] vorgestellte Sensorfusionsframework liefert pro Zeitschritt eine Schätzung der in der Szene gerade vorhandenen Objekte, ohne Aussagen über die Identitäten von Objekten zu unterschiedlichen Zeitpunkten zu machen. Im Folgenden sollen kurz das zugrunde liegende Probability Hypothesis Density Filter (PHD-Filter), die verwendete Modellierung neu erscheinender Objekte sowie eine einfache Heuristik zur schnellen Extraktion von Trajektorien aus den Zustandsschätzungen des PHD-Filters vorgestellt werden.

### 2.1 PHD-Filter

Wenn man den zeitlichen Verlauf des Zustandes  $X^{(k)} = \{x_0, x_1, \dots, x_k\}$  eines Systems aus einem zeitlichen Verlauf von Messungen  $Z^{(k)} = \{z_0, z_1, \dots, z_k\}$  schätzen möchte, behilft man sich meistens mit der Bayes-Rekursion, um die Wahrscheinlichkeitsdichte  $f$  des Zustandes zu propagieren:

$$f(x_k|Z^{(k)}) = \frac{f(z_k|x_k) f(x_k|Z^{(k-1)})}{\int f(z_k|x_k) f(x_k|Z^{(k-1)}) dx_k}. \quad (1)$$

Hierbei ist

$$f(x_k|Z^{(k-1)}) = \int f(x_k|x_{k-1}) f(x_{k-1}|Z^{(k-1)}) dx_{k-1}. \quad (2)$$

Der Vorteil hierbei liegt darin, dass bei Eintreffen einer neuen Messung  $z_k$  die Schätzung aus dem vorigen Schritt  $f(x_{k-1}|Z^{(k-1)})$  wiederverwendet werden kann und nicht erneut berechnet werden muss. Dieser iterativen Berechnung liegen nur zwei Annahmen an das System zugrunde. Zum einen wird der Zustand als verdeckte Markov-Kette erster Ordnung modelliert und ist somit, bei gegebenem Vorgängerzustand, unabhängig von den Messungen, d. h.  $f(x_k|x_{k-1}, Z^{(k-1)}) = f(x_k|x_{k-1})$ . Die Dichte  $f(x_k|x_{k-1})$  nennt man Transitionsdichte; sie kapselt das Wissen über das Systemmodell. Zum anderen werden die Messungen, bei gegebenem Zustand, als voneinander unabhängig angenommen, d. h.  $f(z_k|x_k, Z^{(k-1)}) = f(z_k|x_k)$ . Die Likelihood  $f(z_k|x_k)$  charakterisiert

das Sensormodell. Um die Berechnung beginnen zu können, ist jedoch zusätzlich eine Initialdichte  $f(x_0)$  nötig.

Im Kontext der Umgebungswahrnehmung liegen zu jedem Zeitpunkt eine vorher unbekannte Anzahl an Objektzuständen und Messungen vor, weswegen eine Beschreibung der Größen  $x_k$  und  $z_k$  geeigneterweise durch zufallsbehaftete Mengen von Vektoren  $X_k$  und  $Z_k$  anstatt durch zufallsbehaftete Vektoren  $\mathbf{x}_k$  und  $\mathbf{z}_k$  erfolgt. Mit Hilfe der von Mahler entwickelten Statistik endlicher Zufallsmengen (engl. *Finite Set Statistics* (FISST)) [2] lassen sich auch für diese Beschreibungsform Wahrscheinlichkeitsdichten usw. beschreiben und Näherungslösungen für die Bayes-Rekursion herleiten.

Die (mitunter) mehrdimensionalen Integrale in (1) und (2) sind zumeist nicht in geschlossener Form lösbar, weshalb entweder numerische Methoden wie z. B. Monte-Carlo-Ansätze zum Einsatz kommen oder einschränkende Annahmen an die vorkommenden Größen gemacht werden. Dies kann dann wiederum zu geschlossenen Lösungen führen, wie z. B. dem Kalman-Filter bei linearen gaußschen Modellen wenn nur ein einzelnes Objekt verfolgt wird.

Eines der Filter auf Basis der FISST ist das PHD-Filter [2–4]. Anstatt der gesamten Wahrscheinlichkeitsdichte des Systemzustandes wird hierbei nur deren Erwartungswert, also die Intensitätsfunktion  $v(\mathbf{x})$ , mit folgender Rekursion zeitlich propagiert:

Prädiktion:

$$v_{k|k-1}(\mathbf{x}_k) = b(\mathbf{x}_k) + \int p_S(\mathbf{x}_{k-1}) f(\mathbf{x}_k|\mathbf{x}_{k-1}) v_{k-1|k-1}(\mathbf{x}_{k-1}) d\mathbf{x}_{k-1}, \quad (3)$$

Korrektur:

$$v_{k|k}(\mathbf{x}_k) \approx v_{k|k-1}(\mathbf{x}_k) \times \left( (1 - p_D(\mathbf{x}_k)) + \sum_{\mathbf{z} \in Z} \frac{p_D(\mathbf{x}_k) f(\mathbf{z}|\mathbf{x}_k)}{c(\mathbf{z}) + \int p_D(\mathbf{x}_k) f(\mathbf{z}|\mathbf{x}_k) v_{k|k-1}(\mathbf{x}_k) d\mathbf{x}_k} \right). \quad (4)$$

Hierbei bezeichnen  $p_S(\mathbf{x})$  und  $p_D(\mathbf{x})$  die zustandsabhängige Überlebens- und Detektionswahrscheinlichkeit und  $b(\mathbf{x})$  sowie  $c(\mathbf{z})$  die Intensitäten des Geburten- bzw. Falschalarmprozesses.

Im Folgenden wird wie in [3] angenommen, dass sich die vorkommenden Intensitätsfunktionen näherungsweise durch Summen aus Normalverteilungen mit den Parametern  $\{w_i, \mathbf{m}_i, \mathbf{P}_i\}_{i=1}^N$  beschreiben lassen und dass das vorkommende Sensor- und Systemrauschen ebenfalls normalverteilte Zufallsgrößen sind. Dies führt zu einer Implementierung als Gaussian Mixture PHD-Filter (GM-PHD-Filter). Hierbei stehen  $w$ ,  $\mathbf{m}$  und  $\mathbf{P}$  für das Gewicht, den Mittelwert und die Kovarianz der  $N$  Komponenten. Eventuelle Nichtlinearitäten der System- oder Sensormodelle werden mit Hilfe der Unscented Transformation [5] approximiert.

## 2.2 Geburtenprozess

Da a priori keinerlei Information über Anzahl und Zustand der Objekte bekannt ist, wird die Intensität im Allgemeinen zunächst mit  $v_0(\mathbf{x}_0) \equiv 0$  initialisiert. Neu erscheinende Objekte müssen über den Geburtenprozess und dessen Intensität  $b(\mathbf{x})$  eingebracht werden. Daher wird der Geburtenprozess auf die letzte Messung bedingt:  $b(\mathbf{x}_k) = b(\mathbf{x}_k | Z_{k-1})$ .

Um die Rechenlast durch das Mitführen unnötig vieler Komponenten in der Summendarstellung der Intensitätsfunktion zu vermindern, sollen nur Messungen zum Geburtenprozess beitragen, die nicht zur aktuellen Intensitätsfunktion „passen“, d. h. für die  $\langle f(\mathbf{z} | \cdot), v_{k|k-1} \rangle_{x_k} \approx 0$  gilt.

In der Implementierung kommt hierbei Gating zum Einsatz, d. h. für jede Kombination aus einzelner Messung  $\mathbf{z}_i$  und prädizierter Komponente der Intensitätsfunktion mit  $\{w_j, \mathbf{m}_j, \mathbf{P}_j\}$  wird überprüft, ob die Messung mindestens mit Wahrscheinlichkeit  $p_{\text{thr}}$  von dieser Komponente stammen kann. Hierzu wird die Komponente in den Messraum transformiert und man erhält die prädizierte Messung  $\hat{\mathbf{z}}_j$  und deren Kovarianz  $\hat{\mathbf{S}}_j$ . Die quadrierte Mahalanobis-Distanz  $d_{\text{Ma}}(i, j) = (\mathbf{z}_i - \hat{\mathbf{z}}_j)^T \cdot \hat{\mathbf{S}}_j^{-1} \cdot (\mathbf{z}_i - \hat{\mathbf{z}}_j)$  ist dann eine  $\chi^2$ -verteilte Zufallsgröße mit  $\dim(\mathbf{z})$  Freiheitsgraden. Somit muss  $d_{\text{Ma}}(i, j) \leq F_{\chi^2}^{-1}(p_{\text{thr}})$  gelten, damit die Messung  $\mathbf{z}_i$  im Gate der Komponente  $j$  liegt.  $F_{\chi^2}(x)$  bezeichnet die Verteilungsfunktion der  $\chi^2$ -Verteilung mit der passenden Anzahl an Freiheitsgraden. Nur Messungen, die in keinem Gate einer prädizierten Komponente liegen, werden im nächsten Schritt für den Geburtenprozess verwendet.

## 2.3 Trajektorienextraktion

Die Ausgabe des PHD-Filters pro Zeitschritt ist eine Menge an Objektzuständen ohne Identitätsinformation, d. h. ohne Informationen, wie diese mit den Objektzuständen aus dem Vorgängerschritt zusammenhängen. Für typische höher gelagerte Funktionen ist aber eine zeitliche Verknüpfung erforderlich. Bei einem GM-PHD-Filter kann diese Information durch eine leichte Modifikation ebenfalls erhalten werden.

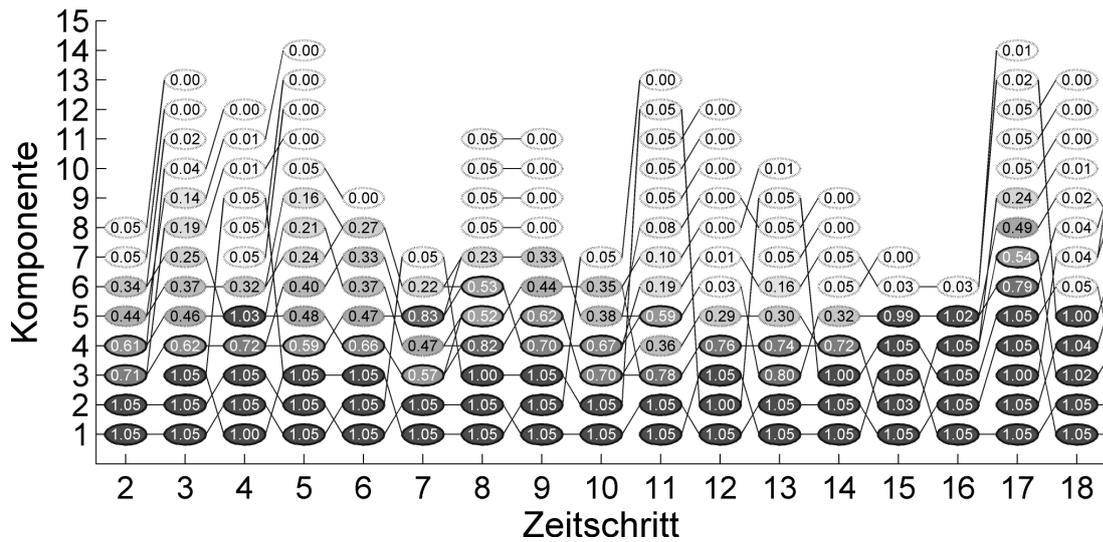
Pro Rekursionsschritt entstehen aus jeder Komponente der alten A-posteriori-Intensität mehrere Komponenten in der neuen A-posteriori-Intensität (maximal  $|Z_k| + 1$ , eventuell weniger durch Gating). Das Gleiche gilt für jede Komponente des Geburtenprozesses. Es wird angenommen, dass nur zwischen solchen auseinander hervorgegangenen Komponenten ein zeitlicher Zusammenhang bestehen kann.

Durch diese Vervielfältigung der Komponentenanzahl würde ohne weitere Maßnahmen der Rechenaufwand und Speicherbedarf exponentiell ansteigen, weshalb nach jedem Korrekturschritt des Filters ein zusätzlicher Schritt für das Löschen unwahrscheinlicher Komponenten und das Zusammenlegen ähnlicher Komponenten eingeführt wird. Beim Zusammenlegen erbt die resultierende Komponente alle Vorgänger der zusammengelegten Komponenten.

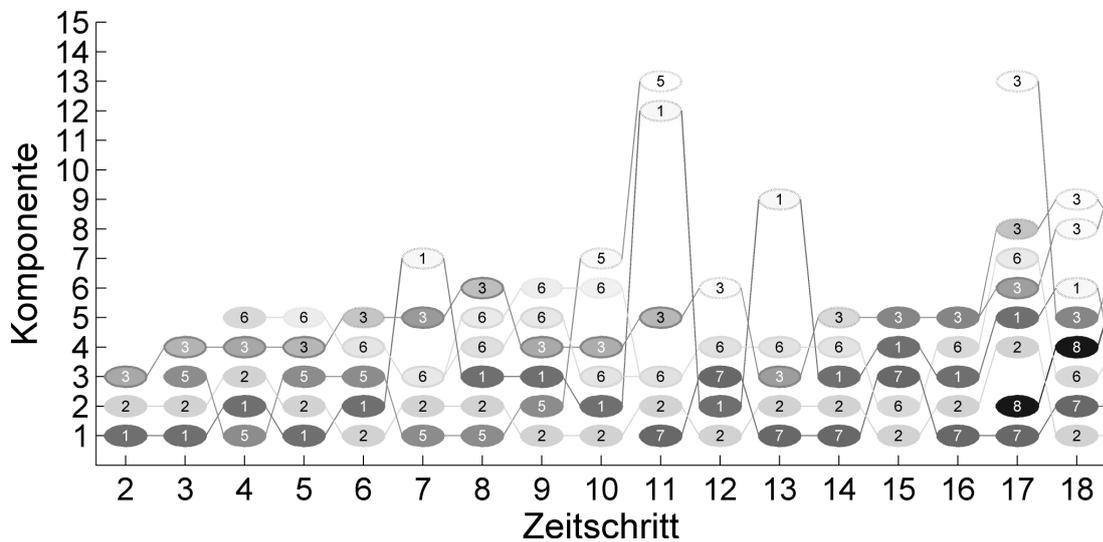
Die im Folgenden vorgeschlagene Heuristik zur Objektfindung erfolgt idealerweise nachdem alle Messdaten verarbeitet wurden, lässt sich aber auch für den mitlaufenden Betrieb anpassen.

Die eingangs beschriebenen Verbindungen zwischen Komponenten zu unterschiedlichen Zeitschritten lassen sich in einem Graphen wie in Bild 1 gezeigt darstellen, wobei jeder Knoten  $v_{k,i}$  der  $i$ -ten Komponente der A-posteriori-Intensität zum Zeitschritt  $k$  entspricht (und deren  $w$  als Gewicht erhält) und jede Kante einem möglichen zeitlichen Zusammenhang. Ziel wäre es nun, alle Mehrdeutigkeiten aufzulösen und anschließend unwahrscheinliche Objekte zu verwerfen.

**Schritt 1:** Um alle eindeutig zusammengehörigen Komponenten zu einem Knoten zu konzentrieren, werden als Erstes alle Kanten, bei denen der Ausgangs-



(a)



(b)

**Bild 1:** (a) Komponenten der a-posteriori Intensitäten als untereinander verbundene, gewichtete Knoten. (b) Extrahierte Objekthypothesen durch die beschriebene Heuristik.

grad des Vorgängerknotens und der Eingangsgrad des Nachfolgeknotens gleich eins sind, entfernt und die beiden verbundenen Knoten verschmolzen, wobei das resultierende Gewicht das Maximum der beiden Eingangsgewichte ist.

**Schritt 2:** Im Folgenden werden alle Knoten mit einem (eventuell neu ermittelten) Gewicht unterhalb eines Schwellwertes (z. B. 0,5) entfernt, um Pfade, die zu keinem Zeitpunkt wahrscheinlich einem realen Objekt entsprechen, im Graphen zu unterdrücken.

**Schritt 3:** Da so möglicherweise Mehrdeutigkeiten beseitigt wurden, wird an-

schließlich wieder Schritt 1 ausgeführt.

**Schritt 4:** Alle Knoten, die jetzt noch verbunden sind, werden als dem gleichen Objekt zugehörig aufgefasst und erhalten dieselbe Identifikationsnummer, vgl. Bild 1(b).

Im Anschluss können noch Objekte aussortiert werden, die anwendungsangepassten Kriterien nicht genügen (zu kurze Existenz, zu geringe mittlere Existenzwahrscheinlichkeit, physikalisch unmögliche Zustände, o. ä.).

Mit diesem Verfahren werden nicht zwangsweise alle Mehrdeutigkeiten in der Zuordnung von Komponenten zu Objekthypothesen beseitigt (vgl. Objekt 6 in Bild 1(b)). Um dennoch eine eindeutige Ausgabe zu jedem Zeitpunkt zu erhalten, wird pro Zeitschritt und Objekthypothese nur die Komponente mit dem größten Gewicht ausgegeben.

### 3 Versuche und Ergebnisse

Um das in [1] vorgestellte und um die Trajektorienextraktion erweiterte Mehr-objekt-Verfolgungsfiler zu testen, wurden zum Einen Simulationen durchgeführt, und zum Anderen tatsächlich aufgenommene Radarmessungen verarbeitet.

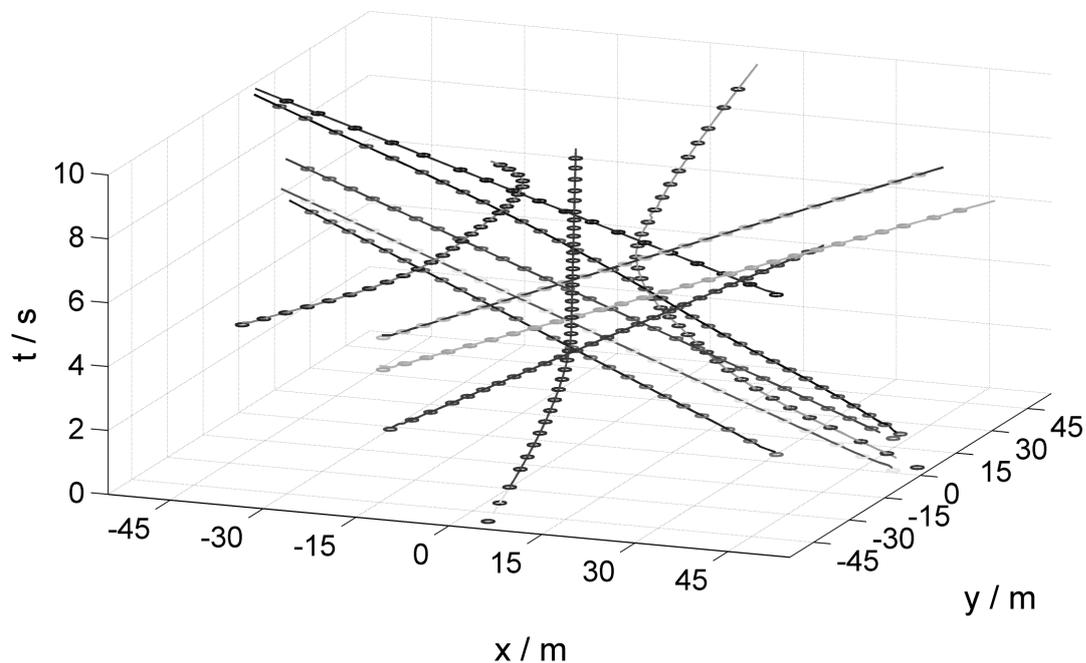
Durchwegs wurde ein Bewegungsmodell mit konstanter Beschleunigung in kartesischen Koordinaten verwendet:

$$[\dot{x}, \dot{y}, v_x, v_y, a_x, a_y]^T = [v_x, v_y, a_x, a_y, 0, 0]^T. \quad (5)$$

#### 3.1 Synthetische Messdaten

Als synthetisches Testszenario diente dieselbe Kreuzungsszene wie in [1]. Allerdings wurden die Detektionswahrscheinlichkeiten der Sensoren auf  $p_D = 0,95$  herabgesetzt, so dass ungefähr jede 20. Objektmessung ausfällt.

In Bild 2 sind die wahren und die extrahierten Trajektorien dargestellt. Hierbei wurde bei den wahren Trajektorien der Objekte nur jeder 5. Wert eingezeichnet und mit einem Umkreis vom Radius 1 m versehen. Es fällt auf, dass beinahe alle Objektidentitäten korrekt erkannt wurden – mit Ausnahme der Stelle in der

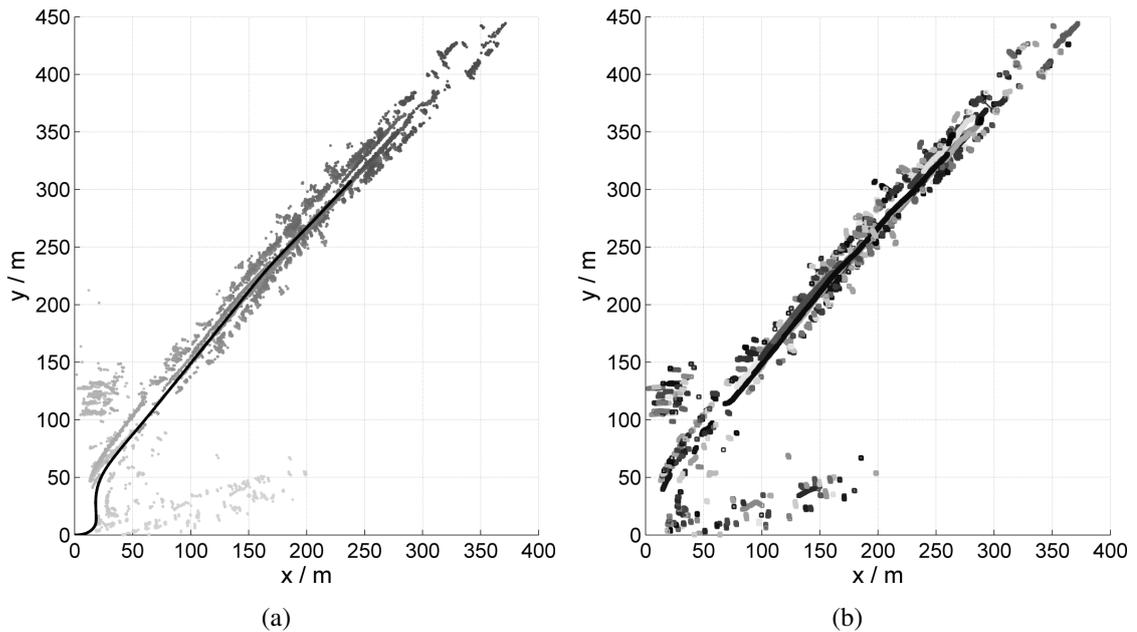


**Bild 2:** Extrahierte (durchgezogene Linien) und tatsächliche (Kreise) Trajektorien der Objekte für eine synthetische Kreuzungsszene.

Nähe von  $x = 10$  m,  $y = -50$  m und  $t = 1$  s, bei der eine Identität nicht erkannt wurde (vgl. Bild 1(b), Objekte 5 und 7).

### 3.2 Reale Messdaten

Zur Erprobung des Verfahrens mit realen Messdaten standen mehrere jeweils ca. 40 s lange Datensätze zur Verfügung, bestehend aus den Radar-, Geschwindigkeits- und Gierratensensordaten eines fahrenden LKWs. Die Abtastraten der Sensoren betragen jeweils 15 Hz, 100 Hz, und 20 Hz. Die Varianzen des Geschwindigkeits- und Gierratensensors wurden aus den tiefpassgefilterten Messdaten zu  $\sigma_v^2 = 0,1434$  [m/s]<sup>2</sup> und  $\sigma_\omega^2 = 0,1$  [°/s]<sup>2</sup> geschätzt. Diese Werte erscheinen durch Vergleich mit der Literatur (z. B. [6], S.122) realistisch. Für das Messrauschen des Radarsensors wurden mit  $\sigma_\beta^2 = 0,25$  °<sup>2</sup>,  $\sigma_r^2 = 0,25$  m<sup>2</sup> und  $\sigma_{v_r}^2 = 0,25$  [km/h]<sup>2</sup> typische Werte heutiger Sensoren angesetzt.



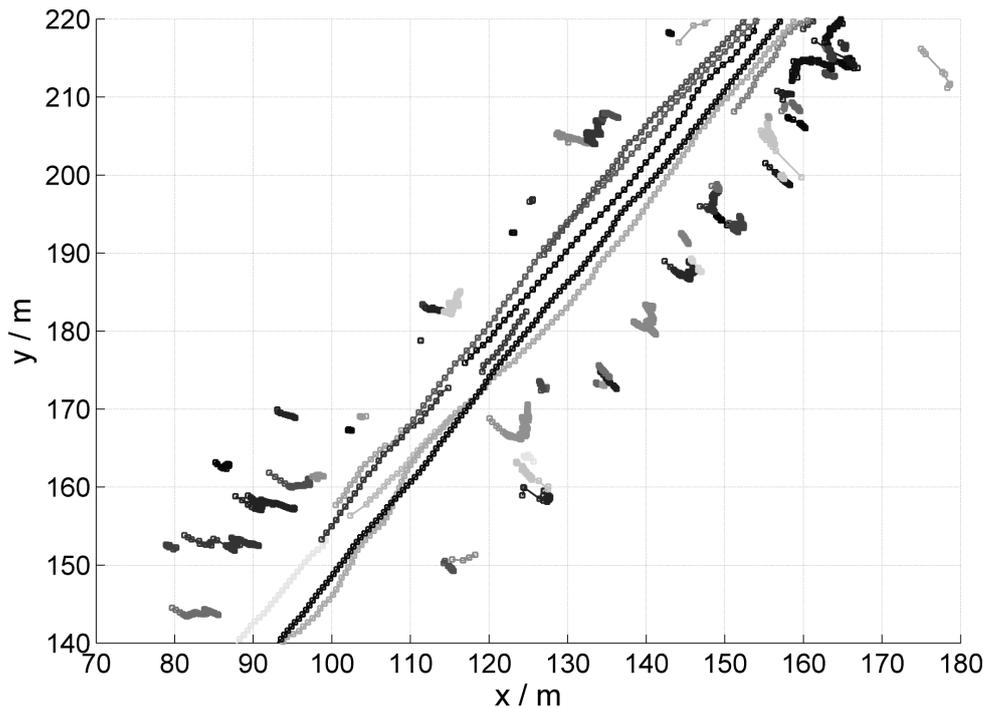
**Bild 3:** (a) Geschätzte Trajektorie des Sensorfahrzeugs (Linie) und zurückprojizierte Messungen eines realen Datensatzes. (b) Daraus geschätzte und extrahierte Objekthypothesen.

Aufgrund der Geschwindigkeits- und Gierraten-Daten kann, wie in [1] beschrieben, ein Unscented-Kalman-Filter für die Schätzung der Ego-bewegung aufgesetzt werden, wobei, in Ermangelung eines Sensors für die absolute Ego-position, der Ursprung des Weltkoordinatensystems als Initialzustand dient. Die geschätzte Trajektorie des Ego-fahrzeugs sowie die damit zurückprojizierten Positionskomponenten der Radarmessungen sind in Bild 3 (a) dargestellt. Der Zeitpunkt der Messungen ist in der Helligkeit codiert, wobei dunklere Punkte einer späteren Messung entsprechen.

Die gefilterten und extrahierten Objekttrajektorien sind in Bild 3(b) dargestellt, wobei ein kleiner Ausschnitt vergrößert in Bild 4 zu finden ist. Da dem Datensatz leider keine Videodaten oder Referenzwerte für Objekte beigefügt waren, ist eine Analyse der Schätzgüte schwer möglich, jedoch lassen sich viele der Trajektorien eindeutig den Klassen „Fahrzeuge auf einer Straße“ und „stehende Objekte am Fahrbahnrand“ zuordnen, was zum Szenario passt.

## 4 Zusammenfassung und Ausblick

Das in [1] vorgestellte Fusionsframework wurde in dieser Arbeit um eine Trajektorienextraktion erweitert und anhand realer Messdaten getestet. In Zukunft



**Bild 4:** Vergrößerter Ausschnitt von 3 (b).

ist vor allem der Umstieg auf das Cardinality Balanced Multi Target Multi Bernoulli Filter [7] als Fusionskern angestrebt, da dieses von sich aus ein Identitätsmanagement beinhaltet und die starke Approximation der A-posteriori-Wahrscheinlichkeitsdichte ausschließlich durch ihre Intensität umgeht.

## 5 Danksagung

Diese Arbeit wurde im Rahmen des SFB/TR 28 „Kognitive Automobile“ der DFG durchgeführt. Frau Carola Otto von der Fa. Daimler hat freundlicherweise die realen Messdaten zur Verfügung gestellt.

## Literatur

- [1] M. Kruse und F. Puente León, “Verteilte Multiobjekt-Multisensorfusion mit dem PHD-Filter”, in *Verteilte Messsysteme*, F. Puente León, K.-D. Sommer und M. Heizmann (Hrsg.), S. 231–242, KIT Scientific Publishing, (Karlsruhe), 2010.
- [2] R. P. S. Mahler, *Statistical Multisource-Multitarget Information Fusion*, Artech House, Inc., Norwood, MA, USA, 2007.

- [3] B. Vo und W. Ma, “The Gaussian mixture probability hypothesis density filter”, *IEEE Transactions on Signal Processing* **54**(11), S. 4091, 2006.
- [4] B. Vo, S. Singh und A. Doucet, “Sequential Monte Carlo implementation of the PHD filter for multi-target tracking”, in *Proceedings International Conference on Information Fusion*, S. 792–799, Citeseer, 2003.
- [5] S. Julier, “The scaled unscented transformation”, in *American Control Conference, 2002. Proceedings of the 2002*, **6**, S. 4555–4559 vol.6, 2002.
- [6] M. Mählich, *Filtersynthese zur simultanen Minimierung von Existenz-, Assoziations- und Zustandsunsicherheiten in der Fahrzeugumfelderfassung mit heterogenen Sensoren*. PhD thesis, Universität Ulm, 2009.
- [7] B. Vo, B. Vo und A. Cantoni, “The cardinality balanced multi-target multi-Bernoulli filter and its implementations”, *IEEE Transactions on Signal Processing* **57**(2), S. 409–423, 2009.

# Schritt haltende geometrische Kartierung zur Lokalisierung von Schienenfahrzeugen

Carsten Hasberg, Stefan Hensel, Christoph Stiller

Karlsruher Institut für Technologie (KIT),  
Institut für Mess- und Regelungstechnik, Prof. Dr.-Ing. Christoph Stiller,  
Tel. 0721-608 2343, E-Mail: [carsten.hasberg@kit.edu](mailto:carsten.hasberg@kit.edu)

## Kurzfassung

Eine präzisere Lokalisierung ist eine Grundvoraussetzung zur Steigerung der Auslastung vorhandener Streckeninfrastruktur im Schienenverkehr. Ansätze, die die notwendige Genauigkeitssteigerung erzielen, basieren in der Regel auf der Verwendung bordautonomer Messgrößen, wie z.B. GPS Positionsmessungen, und der Nutzung geometrischer Karten. Diese sind jedoch häufig nicht vorhanden und deren automatisierte Erstellung im laufenden Betrieb spart immens Kosten.

Im Rahmen dieser Arbeit werden die geometrischen Grundelemente der Gleisnetzes, die Fahrzeugtrassen, durch planare Splinekurven beschrieben. Die Fahrzeugbewegung wird in eindimensionalen Kurvenkoordinaten modelliert und mit dem geometrischen Modell der Trasse gekoppelt, auf dem sich das Fahrzeug befindet. Diese gekoppelte Systembeschreibung ermöglicht dann die gleichzeitige Aktualisierung von Karte und Fahrzeugposition Schritt haltend mit dem Eintreffen von Messungen, sowie die Kartierung unbekannter Trassen.

## 1 Einleitung

Lokalisierung beschreibt den Prozess der Bestimmung von Geschwindigkeit, Position und Lage eines bewegten Fahrzeuges, wobei die ermittelten Größen jederzeit relativ zu einer Karte angeben werden können. Die abgeleitete Information nimmt in vielen Anwendungen eine zentrale Rolle ein, um das Systemverhalten zu optimieren, sicher zu machen oder dem Anwender den Systemzustand zu visualisieren. Die überwiegende Mehrheit der heute im Schienenverkehr eingesetzten Lokalisierungsverfahren beruht auf verteilten Messsystemen, die ent-

lang des Gleisnetzes angebracht sind und so ereignisdiskrete Positionsinformationen liefern. Steigende Anforderungen an die Genauigkeit der Positionsbestimmung führen direkt zu einer wachsenden Anzahl solcher Messstellen und somit zu zusätzlichen Installations- und Wartungskosten. Um unabhängig von den verteilten Messeinrichtungen zu werden, stehen alternativ bordautonome Messgrößen, wie z.B. Position oder Geschwindigkeit, zur Verfügung. Deren Verwendung und die dann erreichbare Lokalisierungsgenauigkeit werden in einer Reihe von Forschungsarbeiten, z.B. in [1], experimentell untersucht. Neben der verwendeten Sensorinformation ist die zweite zentrale Komponente dieser Lokalisierungsverfahren eine digitale geometrische Karte des Gleisnetzes. Im Gegensatz zu topologischen Karten existieren diese häufig jedoch nicht oder liegen nicht in einer geeigneten digitalen Form vor. Ihre Erstellung bzw. die Umwandlung vorhandener Karten ist dann ein manuell sehr aufwändiger und fehleranfälliger Prozess mit immensem Automatisierungspotential.

Im Rahmen dieses Beitrages wird ein Verfahren zur automatisierten Erstellung einer präzisen geometrischen Karte vorgeschlagen. Um mit herkömmlicher Vorgehensweise die notwendige Genauigkeit in einem einzigen Kartierungsschritt zu gewährleisten, ist einmalig ein hoher messtechnischer Aufwand notwendig, der häufig den Betrieb beeinträchtigt und u.a. deshalb mit großen Kosten verbunden ist. Um gleichwertige Messergebnisse zu erzielen, wird der benötigte Aufwand deshalb auf mehrere weniger genaue Messzyklen verteilt, die im täglichen Betrieb durchgeführt werden können. Dazu wird die klassische sequentielle Abfolge von Kartierung und kartengestützter Lokalisierung aufgebrochen und eine mit dem Eintreffen neuer Beobachtungen schritt haltende Kartierung vorgeschlagen, die parallel zur Verwendung der Karte erfolgt.

Zur mathematischen Beschreibung der Gleistrassen werden global kubische Splinekurven verwendet. Sie ermöglichen eine hochgenaue Approximation der realen Streckenverläufe und eignen sich sehr gut zur Integration in die benötigten Schätzverfahren. Durch die Verwendung des rekursiven Bayes-Filters ist die Parallelisierung von Kartierung und Lokalisierung möglich. Insgesamt verringert sich die Unsicherheit der Karte monoton, während die Karte zur Bestimmung der dynamischen Fahrzeugzustände verwendet wird. Im Verlauf steht also jederzeit u.a. ein Schätzwert der Fahrzeugposition zur Verfügung, der für zusätzliche Anwendungen verwendet werden kann. Experimentell wurde der entwickelte Schätzer mit realen Datensätzen von Stadtbahn- und Eisenbahnstrecken

getestet. Die Zuordnung der Beobachtungen zu der jeweils korrekten Gleistrasse wird im Rahmen dieses Beitrages als bekannt vorausgesetzt.

## 2 Modell der Trasse

Grundlegend für jedes kartengestützte Verfahren zur Lokalisierung eines Fahrzeuges auf einem Verkehrsweg ist ein mathematisches Modell der geometrischen Form dieser Spurführung. Da sowohl beim Entwurf als auch beim anschließenden Bau einer Straße oder Bahntrasse strenge Formvorgaben gelten, um die Voraussetzung für eine sichere und komfortable Nutzung zu gewährleisten, steht prinzipiell eine Menge Vorwissen über die zulässigen und mutmaßlichen Formen zur Verfügung. Dementsprechend kann die Längsachse eines Verkehrsweges exakt durch eine Raumkurve beschrieben werden, die sich häufig aus einer Folge von Geradenabschnitten, Kreisbögen und Übergangsbögen zusammensetzt. Diese Parametrierung der Fahrzeugtrasse ist bei der Realisierung neuer Verkehrswege durchaus üblich, jedoch stellenweise unhandlich und mathematisch schwer handhabbar. Die Auswertung von Klothoiden erfordert z.B. das Lösen der Fresnel-Integrale, deren Ergebnis analytisch nicht verfügbar ist.

Durch eine Modellierung mit kubischen Splines kann der tatsächliche Verlauf präzise beschrieben werden. Generell wird zwischen lokal und global kubischen Splines unterschieden [2]. Im Gegensatz zu lokal kubischen Splines oder Hermite-Splines müssen die Tangenten an den Übergängen der stückweise definierten Interpolationsfunktionen bei den hier verwendeten global kubischen Splines nicht vorab berechnet werden. Sie ergeben sich stattdessen aus der allgemein formulierten Forderung nach Stetigkeit der zweiten Ableitungen genau an diesen Übergängen.

Das mathematische Modell der Fahrspur ist die nach der Bogenlänge parametrisierte planare Kurve  $\vec{s}(l)$ . Diese interpoliert die Punktfolge

$$\vec{p}_i = (p_{x,i}, p_{y,i})^T$$

mit  $i = 1, \dots, M$ . Die Komponentenfunktionen der Kurve setzen sich stückweise aus Polynomen dritten Grades zusammen und sind insgesamt jeweils zweimal stetig differenzierbar. Zwischen zwei benachbarten Stützstellen  $\vec{p}_i$  und  $\vec{p}_{i+1}$  ist die Kurve durch

$$\vec{s}_i(l) = \begin{bmatrix} s_{x,i}(l) \\ s_{y,i}(l) \end{bmatrix} \quad (1)$$

allgemein beschrieben. Detaillierte Betrachtungen kubischer Splines zum Lösen von Interpolationsaufgaben und zum Design von glatten Kurven sind z.B. in [2] und [3] zu finden. Dort werden auch Methoden zur Parametrisierung der Kurve nach der Bogenlänge beschrieben.

Die Berechnung der Spline Koeffizienten, unter Berücksichtigung aller Interpolationsbedingungen, erfolgt in der Regel durch geschicktes Lösen des zugrundeliegenden Gleichungssystems: Dabei werden zunächst die zweiten Momente an den inneren Stützstellen und daran anschließend die gesuchten Polynomkoeffizienten ermittelt. Insgesamt ist dieser zweistufige Prozess in der beschriebenen Form ungeeignet, um in eine Schritt haltende Schätzung der Spurgeometrie integriert zu werden. Grundlegend für das weitere Vorgehen ist stattdessen ein kompakteres Modell zur Vorhersage der Kurvenposition bei gegebener Bogenlänge in einem einzigen Schritt. In [4] wird gezeigt, dass bei geeigneter Gruppierung der Stützstellen diese linear in die benötigte Gleichung zur Vorhersage der Kurvenposition eingehen und sich die Stützstellen somit ideal als Geometrieparameter eignen, die zudem im Gegensatz zu Polynomkoeffizienten, eine anschauliche Interpretation erlauben.

Die gegebenen Stützstellen und werden zu den Vektoren

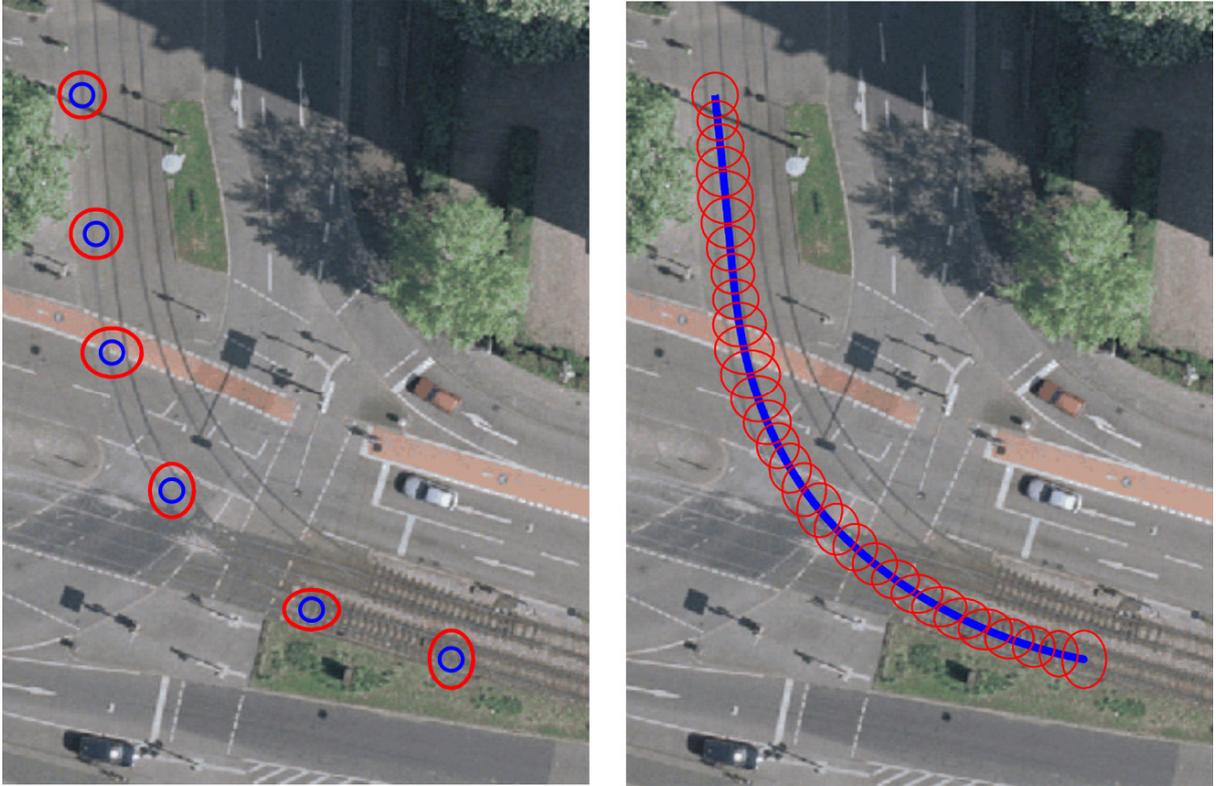
$$\vec{p}_x = (p_{x,1} \quad \cdots \quad p_{x,M})^T \quad \text{und} \quad \vec{p}_y = (p_{y,1} \quad \cdots \quad p_{y,M})^T$$

gruppiert und der Verlauf der Kurve genügt dem Zusammenhang

$$\vec{s}(l) = \begin{bmatrix} s_x(l) \\ s_y(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vec{g}(l) & \vec{0} \\ \vec{0} & \vec{g}(l) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \vec{p}_x \\ \vec{p}_y \end{bmatrix} =: \underline{G}(l) \cdot \vec{x}_m, \quad (2)$$

wobei  $\vec{g}(l)$  die Basisfunktionen der Spline Interpolation beschreiben [5].

Grundsätzlich ist jede Karte Ergebnis eines Messprozesses, weswegen zwangsläufig Messunsicherheiten berücksichtigt werden müssen, die zu einer Abweichung des wahren vom gemessenen Spurverlauf führen. Mit Hilfe der in Gleichung (2) angegebenen Beziehung kann diese kontinuierlich entlang der Bogenlänge vorhandene Abweichung durch eine Wahrscheinlichkeitsverteilung des Stützstellenvektors erklärt werden.



**Bild 1:** Veranschaulichung des entwickelten Trassenmodells auf der Grundlage global kubischer Splines: Basierend auf unsicher bekannter Stützstellen (links) folgt der erwartete kontinuierliche Verlauf (rechts) in blau und die Kovarianzen einzelner Bogenlängenwerte in rot.

Konkret wird der Stützstellenvektor  $\vec{x}_m$  als normal verteilte Zufallsvariable modelliert, der der Verteilung

$$P(\vec{x}_m) = N(\hat{\vec{x}}_m, \underline{P}_{mm})$$

genügt. Anschaulich pflanzt sich die Unsicherheit von  $\vec{x}_m$  nun direkt auf die Splinekurve fort. Aufgrund der linearen Transformation in Gleichung (2) ist die Kurve  $\vec{s}(l)$  für jeden gültigen Parameterwert  $l$  ebenfalls normal verteilt und durch die ersten beiden Momente vollständig beschrieben. Es gilt

$$P(\vec{s}(l)) = N(\hat{\vec{s}}(l), \underline{\Sigma}_s(l)) = N(\underline{G}(l) \cdot \hat{\vec{x}}_m, \underline{G}(l) \underline{P}_{mm} \underline{G}^T(l)). \quad (3)$$

In Bild 1 wird dies an einem Beispiel in der Karlsruher Innenstadt visualisiert.

### 3 Gleichzeitige Lokalisierung und Kartierung

Voraussetzung für den gleichzeitigen Lokalisierungs- und Kartierungsprozess auf der Grundlage des rekursiven Bayes-Filters ist eine kompakte aber vollständige Modellierung des Systems. Die in dieser Arbeit verwendete Beschreibung wird im weiteren Verlauf vorgestellt. Zunächst wird der Zustandsvektor eingeführt, der den Systemzustand beschreibt.

Der innere Zustand  $\vec{x}_k$  des betrachteten Systems zum Zeitpunkt  $t_k$  setzt sich aus zwei Komponenten zusammen: Er beinhaltet zum einen die kinematischen Fahrzeugzustände  $\vec{x}_{d,k}$  und zum anderen die Stützstellen der Fahrspur  $\vec{x}_{m,k}$  entsprechend der Definition in Kapitel 2. Es gilt weiter

$$\vec{x}_k = \begin{bmatrix} \vec{x}_{d,k} \\ \vec{x}_{m,k} \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Im Rahmen dieser Arbeit werden die kinematischen Zustände eines bewegten Fahrzeuges in lokalen Streckenkoordinaten modelliert. Hierzu werden die Bogenlänge  $b_k$  und eine endliche Anzahl ihrer zeitlichen Ableitungen in einem Zustandsvektor

$$\vec{x}_{d,k} = \begin{bmatrix} b_k \\ \dot{b}_k \\ \vdots \\ b^{(n)}_k \end{bmatrix} \quad (5)$$

zusammengefasst. Weiter wird angenommen, dass der Systemzustand  $\vec{x}_k$  einer Normalverteilung gemäß  $p(\vec{x}_k) = N(\hat{\vec{x}}_k, \underline{P}_k)$  genügt. Die Kovarianzmatrix ist dann in Blockform durch

$$\underline{P}_k = \begin{bmatrix} \underline{P}_{dd,k} & \underline{P}_{dm,k} \\ \underline{P}_{dm,k}^T & \underline{P}_{mm,k} \end{bmatrix} \quad (6)$$

gegeben, wobei  $\underline{P}_{dd,k}$  die Kovarianzmatrix der Fahrzeugzustände,  $\underline{P}_{mm,k}$  die Kovarianzmatrix der Kartenzustände und  $\underline{P}_{dm,k}$  die Kreuzkovarianzmatrix zwischen den Fahrzeug- und den Kartenzuständen beschreibt.

Auf der Basis dieser Systembeschreibung im Zustandsraum werden drei grundlegende Modelle unterschieden, die zur gleichzeitige Kartierung und Lokalisierung notwendig sind. Die einzelnen Modelle werden im Folgenden entwickelt.

### 3.1 Zeitliche Prädiktion

Das Systemmodell ermöglicht die Vorhersage des Systemzustandes für den nächsten Zeitschritt  $\bar{x}_{k+1}$  basierend auf dem aktuellen Zustand  $\bar{x}_k$  und dem Modellierungsrauschen  $\bar{w}_k$ . Die Bewegungsmodelle von Fahrzeug und Karte sind dabei in dem hier betrachteten Szenario entkoppelt und jeweils linear. Daraus ergibt sich die folgende allgemeine Beschreibung

$$\begin{bmatrix} \bar{x}_{d,k+1} \\ \bar{x}_{m,k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{F}_{d,k} & \underline{0} \\ \underline{0} & \underline{F}_{m,k} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{x}_{d,k} \\ \bar{x}_{m,k} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{w}_{d,k} \\ \bar{w}_{m,k} \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Unter der Annahme eines statischen Fahrspurverlaufes  $\bar{s}_{k+1}(l) = \bar{s}_k(l)$  folgt das Systemmodell des Stützstellenvektors gemäß

$$\bar{x}_{m,k+1} = \bar{x}_{m,k}. \quad (8)$$

Diese Annahme ist frei von Modellierungsunsicherheiten, weswegen auf ein Systemrauschen verzichtet werden kann. Es gilt also  $\underline{F}_{m,k} = \underline{I}_{2M}$  und  $\bar{w}_{m,k} = \bar{0}$ .

In der Literatur wird eine Reihe von Annahmen beschrieben, die die zeitliche Entwicklung der zeitveränderlichen Systemzustände eines Fahrzeuges vorhersagen, das sich z.B. näherungsweise mit konstanter Geschwindigkeit oder konstanter Beschleunigung bewegt [6]. Das Modell „stückweise konstante Geschwindigkeit“ wird häufig zur Verfolgung von Fahrzeugen genutzt. Wichtige Voraussetzung für eine erfolgreiche Anwendung ist dann häufig, dass Eingangsgrößen, wie z.B. die antreibende Kraft, bekannt sind. Stehen diese Eingangsgrößen, wie im hier behandelten System, nicht zur Verfügung, reicht dieses einfache Modell häufig nicht aus, die Bewegung abzubilden. Aus diesem Grund wird hier das

Modell „stückweise konstante Beschleunigung“ zur Vorhersage verwendet, das schon in [7] erfolgreich eingesetzt wurde.

Die diskrete lineare Systemgleichung des Teilzustandes  $\vec{x}_{d,k}$  lautet dann

$$\vec{x}_{d,k+1} = \begin{bmatrix} 1 & T & 0,5 \cdot T^2 \\ 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \vec{x}_{d,k} + \begin{bmatrix} 0,5 \cdot T^2 \\ T \\ 1 \end{bmatrix} \cdot w_k \quad (9)$$

und ein Zeitintervall hat die Länge  $T$ . Das Systemrauschen ist dabei durch  $p(w_k) = N(0, \sigma^2_{w,k})$  gegeben und erklärt Abweichungen zwischen Modell und Realität.

### 3.2 Beobachtungsmodell

Um den Systemzustand  $\vec{x}_k$  schätzen zu können, stehen Messungen  $\vec{z}_k$  zur Verfügung. Der Zusammenhang zwischen Messung und Zustand wird in der Beobachtungsgleichung

$$\vec{z}_k = h(\vec{x}_k) + \vec{v}_k \quad (10)$$

beschrieben, wobei das Rauschen  $\vec{v}_k$  dabei den zufälligen Messfehler repräsentiert. Im Folgenden stehen drei Beobachtungsgrößen zur Verfügung:

- Der Positionsvektor  $\vec{p}_k = (p_{x,k}, p_{y,k})^T$  gibt die gemessene globale Position in kartesischen Koordinaten an.
- Der Richtungsvektor  $\vec{t}_k = (t_{x,k}, t_{y,k})^T$  gibt die gemessene Fahrtrichtung in globalen kartesischen Koordinaten an und seine Länge ist auf eins normiert.
- Der Skalar  $v_k$  gibt die gemessene Geschwindigkeit des Fahrzeuges an.

Fasst man die Beobachtungsgrößen gemäß  $\vec{z}_k = (\vec{p}_k, \vec{t}_k, v_k)^T$  zusammen, lautet die nichtlineare Beobachtungsgleichung im betrachteten Szenario

$$\vec{z}_k = \begin{bmatrix} \vec{s}_k(b_k) \\ \vec{s}'_k(b_k) \\ \dot{b}_k \end{bmatrix} + \vec{v}_k. \quad (11)$$

Dabei beschreibt der Vektor  $\vec{v}_k$  die Messunsicherheit. Diese sei durch den mittelwertfreien weißen Rauschprozess  $p(\vec{v}_k) = N(\vec{0}, \underline{R}_k)$  vollständig beschrieben.

### 3.3 Räumliche Prädiktion

Der mögliche Aufenthaltsbereich des Fahrzeuges ist durch die endliche Bogenlänge der Splinekarte begrenzt. Sobald z.B. der Erwartungswert der Bogenlängenposition die letzte Stützstelle der verfügbaren Karte passiert hat, ist keine Abbildung der Fahrzeugposition in kartesische Koordinaten mehr möglich. Aktualisierungen des gesamten Zustandes, mit (z.B. Positions-) Beobachtungen, setzen diese Abbildung voraus und sind dann nicht mehr möglich.

Um ein Anwachsen der Karte über aktuell bekannte Bereiche hinaus zur ermöglichen, wird bei der Kartierung unbekannter Gebiete häufig der Zustandsvektor um einen zusätzlichen Eintrag erweitert, der den kartierten Bereich vergrößert oder den Detaillierungsgrad erhöht [8]. Im hier vorliegenden Fall wird die Karte um eine neue Stützstelle, entsprechend

$$\vec{x}_k =: \begin{bmatrix} \vec{x}_k \\ \vec{p}_{M+1,k} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

ergänzt. Ausgehend von der Position  $\vec{s}_k(l_M)$  und der Tangente  $\vec{s}'_k(l_M)$  der letzten gültigen Bogenlänge  $l_M$  wird zunächst die Position der neuen Stützstelle  $\vec{p}_{M+1,k}$  im Abstand  $d$ , gemäß der Annahme „konstante Richtung“, mit

$$\vec{p}_{M+1,k} = \vec{s}_k(l_M) + d \cdot \vec{s}'_k(l_M) + \vec{\eta}_k \quad (13)$$

bestimmt. Um diese Position auch in kurvenreichen Abschnitten mit der dann notwendigen Unsicherheit vorhersagen zu können, beschreibt das Systemrauschen  $\vec{\eta}_k$  Abweichungen von der zugrunde gelegten Annahme über den weiteren Verlauf der Krümmung.

Wie in [9] gezeigt wurde, kann der erweiterte Zustandsvektor mit Hilfe von Gleichung (13) übersichtlich als Linearkombination des alten Zustandes und des Systemrauschens dargestellt werden. Die Normalverteilung des Zustandes bleibt somit bei der entwickelten räumlichen Prädiktion erhalten.

### **3.4 Rekursive Schätzung**

Auf Grundlage der in den Kapitel 3.1 bis 3.3 vorgestellten Modelle kann nun die Schätzung des Systemzustandes mit dem rekursiven Bayes-Filter erfolgen. Konkret werden die zeitveränderlichen Fahrzeug- und Kartenzustände über der Zeit verfolgt. Dabei wird angenommen, dass die Unsicherheit der Fahrzeugzustände ausreichend klein ist, um mit einer uni-modalen Normalverteilung beschreiben werden zu können. Die Implementierung des Bayes-Filters erfolgt mit einem erweiterten Kalman Filter [10]. Die zeitliche und die räumliche Prädiktion werden dabei im Prädiktionsschritt des Filters integriert, während die Integration von Beobachtungen herkömmlich im Innovationsschritt erfolgt.

## **4 Experimentelle Ergebnisse**

In diesem Kapitel werden der experimentelle Aufbau und die Ergebnisse beschrieben. Die Versuche fanden mit Unterstützung des Karlsruher Verkehrsverbundes (KVV) auf der Eisenbahnstrecke zwischen Ettlingen und Bad-Herrenalb im Schwarzwald statt. Das Versuchsfahrzeug und ein Ausschnitt der Teststrecke sind in Bild 2 zu sehen.

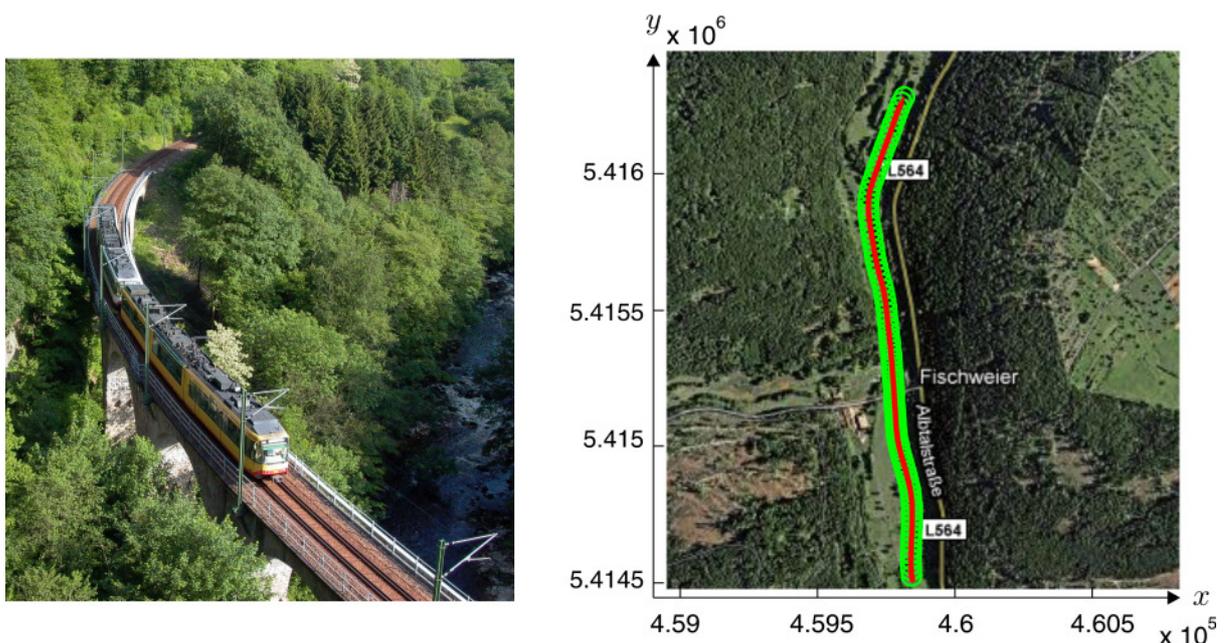
### **4.1 Messsystem**

Ein integriertes Navigationssystem ist im Schwerpunkt des Versuchsfahrzeuges montiert. Es bestimmt durch Fusion der Ausgangsgrößen eines GPS Empfängers und eines inertialen Messsystems eine langzeitgenaue Navigationslösung aus Position, Geschwindigkeit und Lage [11]. Auf deren Grundlage erfolgt dann die rekursive Schätzung des Systemzustandes.

## 4.2 Bewertungen der Experimente

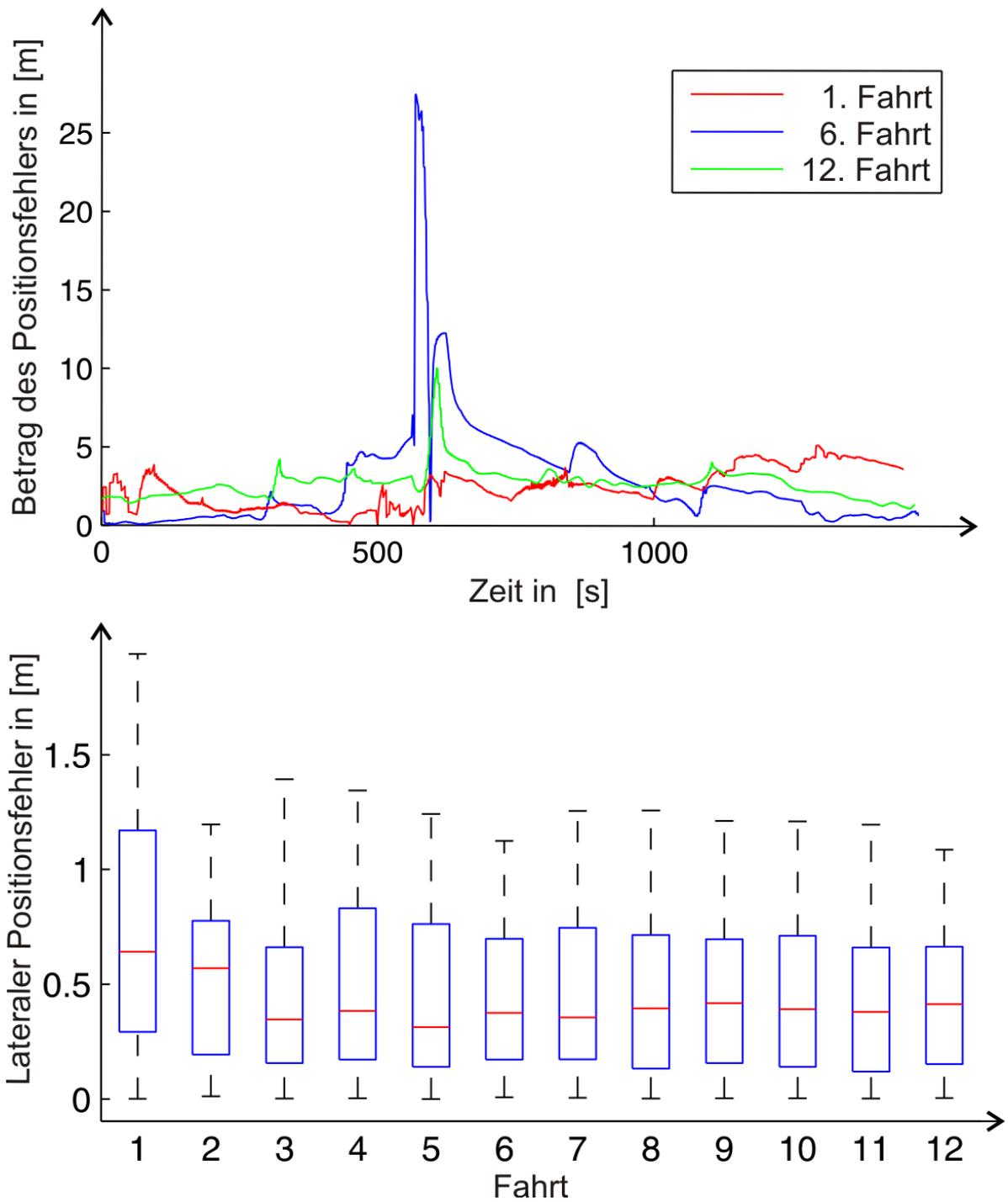
Insgesamt wurde ein Trassenabschnitt von einer Länge von 1,6 km ausgewählt und 12-mal im Regelbetrieb befahren. Bei der ersten Fahrt wurde die Karte von Grund auf mit einem Stützstellenabstand von 50m erstellt und im Anschluss daran bei jeder weiteren Fahrt aktualisiert.

Um die Leistungsfähigkeit des entwickelten Verfahrens zu bewerten, wurden zwei Größen untersucht. Zunächst wurde die Abweichung zwischen der gemessenen und der erwarteten Fahrzeugposition für jeden Zeitpunkt berechnet. Die resultierenden zeitlichen Verläufe sind in Bild 3 (oben) für drei ausgewählte Fahrten zu sehen. Um die Genauigkeit des geschätzten geometrischen Verlaufes beurteilen zu können, wurde diese nach jeder Fahrt punktweise mit einer hochgenauen Referenzkarte verglichen. Die berechneten lateralen Abweichungen sind in Bild 3 (unten) mit Hilfe einer Kastengrafik dargestellt.



**Bild 2:** Versuchsfahrzeug und Teststrecke im Nordschwarzwald im UTM Koordinatensystem [10].

Da der gewählte Trassenabschnitt in einer dicht bewaldeten Region liegt, wird die Qualität der Navigationslösung teilweise durch mangelhafte Sichtbarkeit der GPS-Satelliten beeinflusst. So kommt es immer wieder zu Situationen in denen zum Berechnen der Navigationslösung lediglich inertiale Beobachtungen zur



**Bild 3:** Ergebnisse für einen Trassenabschnitt und 12 nacheinander durchgeführte Fahrten. Die absoluten Abweichungen zwischen gemessener und geschätzter Fahrzeugposition für drei Fahrten sind oben abgebildet. Die Kastengrafiken unten visualisieren die laterale Abweichung der geschätzten Karte nach jeder Fahrt.

Verfügung stehen und sich auch kleinste Messabweichungen zu bemerkenswert großen Positionsabweichungen aufintegrieren (z.B. in der 6.Fahrt). Trotz dieser Erschwernisse konvergiert die erstellte Karte langfristig gegen den wahren Trassenverlauf und die verbleibenden Abweichungen liegen in der Größenordnung der zu erwartenden Approximationsungenauigkeit bei dem gewählten Stützstellenabstand.

Insgesamt ist die erreichte Genauigkeit der Karte bei weitem ausreichend um eine robuste Lokalisierung zu gewährleisten, auch in Phasen ungenügender Qualität der Navigationslösung. Weiterhin ist bereits nach 3-4 Fahrten die endgültige Genauigkeit der Karte erreicht und weitere Fahrten steigern die Genauigkeit nur noch minimal.

## **5 Zusammenfassung**

Schwerpunkt dieses Beitrages ist eine neuartige Strategie zur Schritt haltenden Kartierung spurgeführter Systeme. Basierend auf einer probabilistischen Modellierung des Gesamtsystems wird der Systemzustand aus Karte und Fahrzeug direkt nach dem Eintreffen neuer Beobachtungen aktualisiert. Unter anderem aufgrund der vernachlässigbaren Nichtlinearitäten kann die dazu notwendige Verfolgung des Systemzustandes mit einem erweiterten Kalman Filter effizient realisiert werden.

Das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Verfahren ermöglicht die automatisierte Kartierung im laufenden Betrieb und liefert zusätzlich jederzeit die genaue Fahrzeugposition. Es eignet sich im Besonderen auch für Bereiche in denen keinerlei Vorkenntnis über den tatsächlichen Verlauf der Trasse besteht und ist dann in der Lage eine Karte von Grund auf neu zu erstellen.

## Literatur

- [1] Lemmer, Karsten u.a.: Entwicklung eines Demonstrators für Ortungsaufgaben. Braunschweig, DLR Institut für Verkehrssystemtechnik 2009.
- [2] Knott, Gary D.: Interpolating Cubic Splines. Bosten: Progress in Computer Science and Applied Logic, 2000.
- [3] Farin, Gerald: Curves and Surfaces for CAGD. San Francisco: Morgan Kaufmann, 2002.
- [4] Hasberg, Carsten und Hensel, Stefan: Online Estimation of Road Map Elements using Spline Curves. 11. International Conference on Information Fusion, 2008.
- [5] Hasberg, Carsten und Hensel, Stefan: Bayesian Mapping with Probabilistic Cubic Splines. IEEE International Workshop on Machine Learning for Signal Processing, 2010.
- [6] Bar-Shalom, Yaakov und Fortmann, Thomas: Tracking and Data Association. Academic Press, 1988.
- [7] Böhringer, Frank: Gleisselektive Ortung von Schienenfahrzeugen mit bordautonomer Sensorik, Schriftenreihe Institut für Mess- und Regelungstechnik. Karlsruhe, 2008
- [8] Bailey, Tim und Durrant-Whyte, Hugu F.: Simultaneous Localization and Mapping (SLAM): Part 2. IEEE Robotics and Automation Magazine, 2: 108-117, 2006.
- [9] Hasberg, Carsten und Hensel, Stefan: Continuous Mapping for Road Map Assisted Localization. 12. International Conference on Information Fusion, 2009.
- [10] Maybeck, Peter: Stochastic Models, Estimation and Control. Bd. 1, volume 141 of Mathematics in Science and Engineering. Academic Press, New York, 1979.
- [11] Wendel, Jan: Integrierte Navigationssysteme: Sensordatenfusion, GPS und inertielle Navigation, München: Oldenburgverlag, 2007

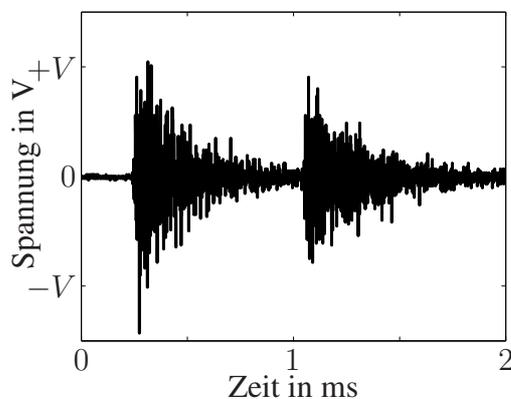
# Detektion charakteristischer Ereignisse bei der Benzin-Direkteinspritzung

K. Christ, A. Dagdan und U. Kiencke

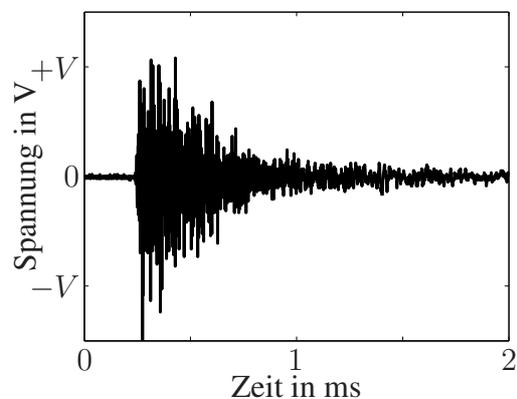
Institut für Industrielle Informationstechnik, Karlsruher Institut für Technologie (KIT),  
76187 Karlsruhe, E-Mail: christ@kit.edu

## Kurzfassung

Der Beitrag beschäftigt sich mit dem Vorgang der Kraftstoffeinspritzung bei Verbrennungsmotoren mit Benzin-Direkteinspritzung. Die Genauigkeit der eingespritzten Kraftstoffmenge spielt eine entscheidende Rolle in Bezug auf Abgasverhalten und Kraftstoffverbrauch und soll daher im Fokus der Arbeit stehen. Zur Optimierung der Benzin-Direkteinspritzung ist eine Kalibrierung der Einspritzventile bezüglich der Kraftstoffmenge notwendig. Die tatsächlich eingespritzte Kraftstoffmenge kann nicht direkt bestimmt werden, steht aber in direktem Zusammenhang mit der Öffnungsdauer des Einspritzventils. Die Autoren möchten daher die Öffnungsdauer aus den Körperschallwellen schätzen, die während des Einspritzvorgangs auftreten. Die Zeitpunkte des Öffnens sowie des Schließens der Injektordüse sind aus diesen Körperschallwellen zu detektieren.



(a) Lange Zeitdauer zwischen den Schlägen



(b) Kurze Zeitdauer zwischen den Schlägen

**Bild 1:** Körperschallsignale von zwei aufeinander folgenden mechanischen Schlägen

# 1 Einleitung

Es gibt Anwendungen im Maschinen- und Anlagenbau, bei denen die Zeitdauer zwischen zwei mechanischen Schlägen möglichst präzise bestimmt werden soll. Die Maschinenstruktur wird durch mechanische Schläge angeregt und in Schwingung versetzt. Es kommt zur Ausbreitung von Körperschall. Mit Hilfe eines Körperschallsensors kann die Oberflächenschwingung der Struktur aufgezeichnet und ausgewertet werden. In Bild 1 sind zwei Beispiele für eine solche Körperschallmessung dargestellt. Möchte man die Zeitdauer zwischen zwei Schlägen bestimmen, so ist die Aufgabe trivial, falls die Dämpfung der Struktur ausreichend hoch oder die Zeitdauer dazwischen ausreichend lange ist, siehe Bild 1(a). Ist dies wie in Bild 1(b) nicht der Fall, so ist der zweite mechanische Schlag nicht ohne weiteres im Körperschallsignal erkennbar.

Als Anwendung der beschriebenen Problemstellung wird der Vorgang der Benzin-Direkteinspritzung (BDE) betrachtet. Während der Kraftstoffeinspritzung kommt es vor allem beim Öffnen und Schließen des Injektors zur Schallausbreitung. Von besonderem Interesse ist die wahre Öffnungsdauer des Injektors, anhand derer eine Aussage über die wahre eingespritzte Kraftstoffmenge getroffen werden kann. Auf Grundlage einer Schätzung ist eine Kalibrierung des Injektors möglich, wodurch die Genauigkeit der eingespritzten Kraftstoffmenge erhöht werden kann. Durch eine präzisere Kraftstoffeinspritzung ist eine Verbesserung des Abgasverhaltens und des Verbrauchs zu erwarten.

Zur Körperschallmessung während des Einspritzvorgangs wird in diesem Artikel ausschließlich das Klopfensorsignal verwendet. Klopfensoren sind standardmäßig auf BDE-Motoren verbaut und dienen zur Überwachung des Verbrennungsprozesses sowie der Detektion von Fehlzündungen. Ein zusätzlicher Aufwand an Hardware ist somit nicht erforderlich. Alle Messdaten in diesem Dokument wurden an einem BDE-Prüfstand aufgezeichnet, bei dem ein moderner Magnetspulen-Injektor auf einem Motorblock eines Volkswagen 1.4L TSI Aggregats verbaut ist.

Der Artikel gliedert sich wie folgt: Zunächst werden in Abschnitt 2 einige Grundlagen zur Benzin-Direkteinspritzung präsentiert und die Idee einer Ka-

librierung für Magnetspulen-Injektoren vorgestellt. In Abschnitt 3 wird daraufhin ein Modell des Klopfensorsignals aufgestellt, das die Grundlage für einen Algorithmus zur Schätzung der wahren Öffnungsdauer bildet. Der entwickelte Algorithmus wird ausführlich in Abschnitt 4 hergeleitet. Die damit erzielten Ergebnisse werden in Abschnitt 5 diskutiert. Der Artikel schließt mit einer Zusammenfassung und einem Fazit.

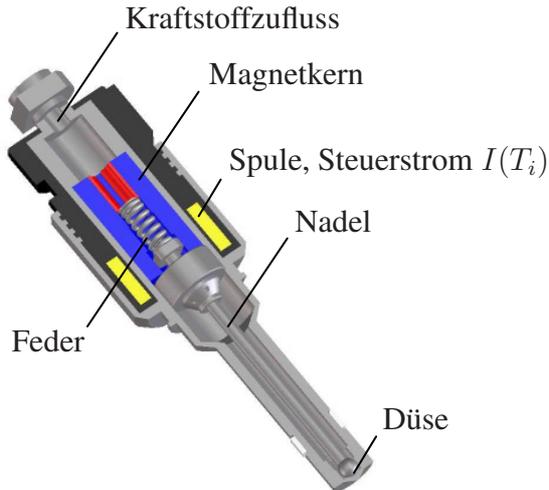
## 2 Benzin-Direkteinspritzung

In diesem Beitrag wird die Benzin-Direkteinspritzung mit Magnetspulen-Injektoren [1] näher betrachtet. Es geht ausschließlich um die Kraftstoffeinspritzung, die in diesem Abschnitt kurz erklärt werden soll. Auf die Notwendigkeit einer Injektorkalibrierung wird ebenfalls in diesem Abschnitt eingegangen. Ausführliche Informationen zur Benzin-Direkteinspritzung finden sich in [2].

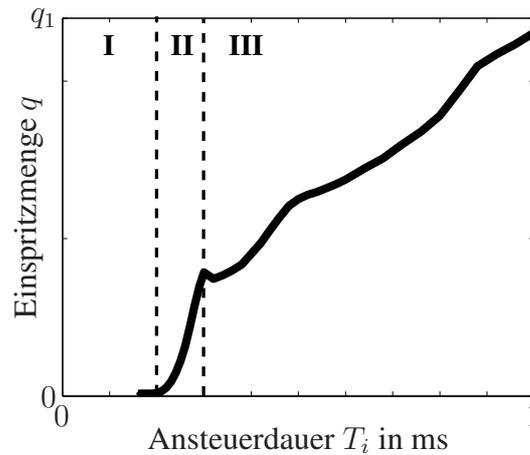
### 2.1 Kraftstoffeinspritzung

Bei der Benzin-Direkteinspritzung wird der Kraftstoff mit Drücken von bis zu  $p = 200$  bar in die Common-Rail gepumpt und von dort aus direkt über Injektoren in den Brennraum gesprüht. In heutigen BDE-Motoren werden im Automobilbereich überwiegend Magnetspulen-Injektoren verwendet. Diese zeichnen sich durch geringe Herstellungskosten und eine relativ einfache Ansteuerung aus. Bild 2(a) zeigt den Magnetspulen-Injektor im Schnitt. Im Wesentlichen besteht dieser aus einer Injektornadel, die von einer Feder auf die Injektordüse gepresst wird und im Falle eines angelegten Steuerstroms  $I(T_i)$  von einem Elektromagneten gehoben wird. In Bild 2(b) ist die Injektorkennlinie dargestellt. Diese gibt den Zusammenhang zwischen der Ansteuerdauer  $T_i$  und der wahren eingespritzten Kraftstoffmenge  $q_{\text{ist}}$  wieder. Die Ansteuerdauer  $T_i$  ist dabei die Zeitdauer, mit der der Injektor bestromt wird. Die Injektorkennlinie unterteilt sich in drei Bereiche in Abhängigkeit von  $T_i$ :

- Bereich I: Es findet keine Einspritzung statt.
- Bereich II: Im so genannten Teilhub-Bereich wird die Injektornadel gehoben. Es findet eine Einspritzung statt. Der Anker schlägt jedoch nicht am Magnetkern an, da die Ansteuerdauer  $T_i$  nicht ausreichend lange ist.



(a) Magnetspulen-Injektor im Schnitt



(b) Injektorkennlinie

**Bild 2:** Magnetspulen-Injektor

- Bereich III: Im so genannten Vollhub-Bereich schlägt der Anker am Magnetkern an und wird von diesem so lange angezogen, bis der Steuerstrom  $I(T_i)$  wieder Null wird.

## 2.2 Injektorkalibrierung

Der Zusammenhang aus Bild 2(b) ist im Allgemeinen nicht exakt bekannt. Fertigungsbedingt verhält sich jeder einzelne Injektor leicht unterschiedlich, so dass es zu Abweichungen in der Injektorkennlinie kommen kann. Auch verändern sich die Eigenschaften des Injektors über die gesamte Lebensdauer. Aus diesen Gründen ist eine Injektorkalibrierung im Motorbetrieb zur Minimierung der Abweichung

$$\Delta q = |q_{\text{ist}} - q_{\text{soll}}| \longrightarrow \min \quad (1)$$

erwünscht [3]. Die wahre eingespritzte Kraftstoffmenge  $q_{\text{ist}}$  kann nicht direkt bestimmt werden. Diese hängt im Wesentlichen ab vom Kraftstoffdruck  $p$  in der Common-Rail, dem Düsenquerschnitt  $A$  und der wahren Öffnungsdauer  $T_{\text{offen}}$ :

$$q_{\text{ist}} = f(p, A, T_{\text{offen}}).$$

Wird angenommen, dass  $p$  und  $A$  annähernd konstant sind, so stellt  $T_{\text{offen}}$  die hauptsächliche Einflussgröße dar. Anhand einer Schätzung  $\hat{T}_{\text{offen}}$  kann daher eine Aussage über  $\hat{q}_{\text{ist}}$  getroffen werden.

### 3 Modellierung des Körperschallsignals

Zur Schätzung der wahren Öffnungsdauer  $T_{\text{offen}} = t_{\text{EE}} - t_{\text{EB}}$  müssen die Auftrittszeitpunkte  $t_{\text{EB}}$  und  $t_{\text{EE}}$  des Einspritzbeginns und des Einspritzendes bestimmt werden. Die Grundlage der Schätzung bildet in dieser Arbeit das Klopf-sensorsignal, das während der Kraftstoffeinspritzung aufgezeichnet wird. Dabei wird eine Nebeneinspritzung zu einem Zeitpunkt gewählt, zu dem kein stören-des Parallelereignis auf dem Motor aktiv ist. Der wesentliche Anteil der Signal-energie gehört dadurch zum Einspritzvorgang. Das gemessene Klopfsensor-signal ist eine Superposition aus Schwingungen zu den verschiedenen Teiler-eignissen, d. h. dem Einspritzbeginn (**EB**), dem Anschlag des Ankers am Ma-gnetkern (**AM**) und dem Einspritzende (**EE**).

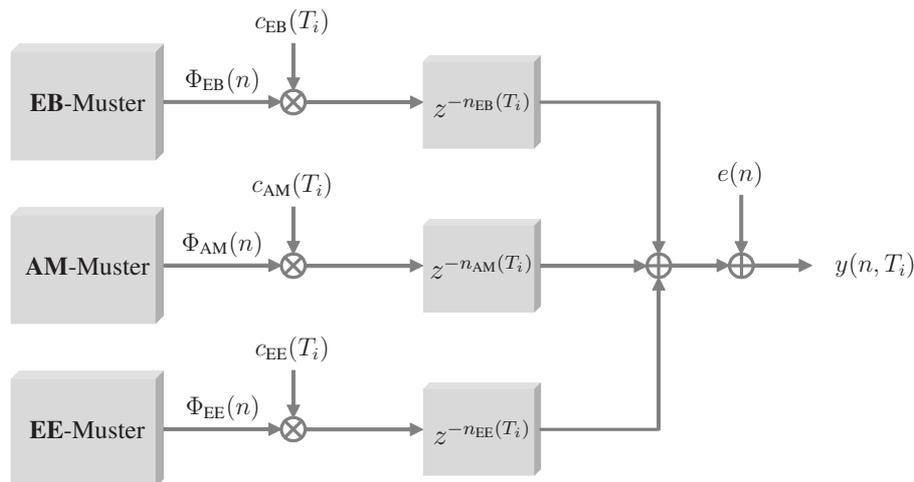
In diesem Abschnitt wird zunächst ein allgemeines Signalmodell abgeleitet, das die Grundlage der Detektion von  $t_{\text{EB}}$  und  $t_{\text{EE}}$  bildet. Im Anschluss daran wird die Extraktion der zur Detektion notwendigen Musterfunktionen behandelt und das Signalmodell entsprechend angepasst.

Da im Folgenden zeitdiskrete Messsignale verwendet werden, werden die Si-gnale und deren Verschiebungen in der zeitdiskreten Form dargestellt.

#### 3.1 Allgemeines Signalmodell

Es wird im Allgemeinen davon ausgegangen, dass das Klopfensorsignal während des Einspritzvorgangs aus einer Superposition der Schwingungsfor-men der drei Teilereignisse **EB**, **AM** und **EE** besteht und zudem von ei-nem Rauschprozess  $e(n)$  überlagert ist. Dies ist in Bild 3 dargestellt. Jeder Schwingungsform wird eine Musterfunktion  $\Phi(n)$  zugeordnet, die mit einem Verstärkungsfaktor  $c(T_i, p)$  multipliziert und um  $n(T_i, p)$  Abtastwerte verscho-ben wird. Die einzelnen  $\Phi(n)$  sind dabei abhängig von der jeweiligen Über-tragungsstrecke von Injektor zu Sensor. In allen Betrachtungen wird der Kraft-stoffdruck  $p$  als konstant angenommen. Damit erhält man das Messsignal  $y(n)$  für das allgemeine Signalmodell:

$$y(n, T_i) = c_{\text{EB}}(T_i) \cdot \Phi_{\text{EB}}(n - n_{\text{EB}}(T_i)) + c_{\text{AM}}(T_i) \cdot \Phi_{\text{AM}}(n - n_{\text{AM}}(T_i)) \\ + c_{\text{EE}}(T_i) \cdot \Phi_{\text{EE}}(n - n_{\text{EE}}(T_i)) + e(n). \quad (2)$$

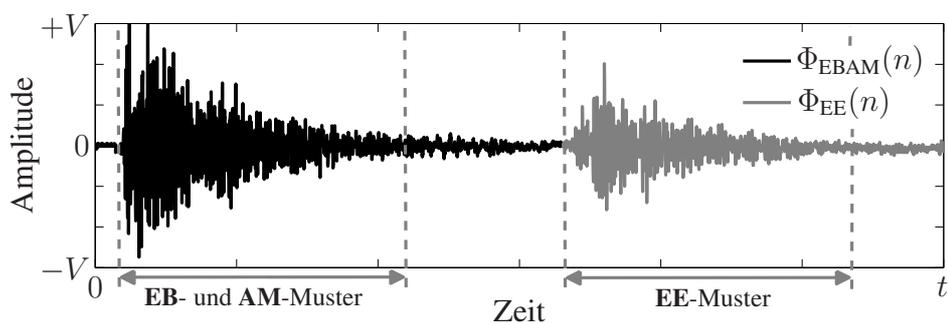


**Bild 3:** Synthese des Körperschallsignals mit zeitverschobenen Musterfunktionen

Ausgiebige Versuche zeigten, dass die Verläufe  $\Phi(n)$  der einzelnen Teilschwingungen für alle  $T_i$  nahezu identisch und somit reproduzierbar sind. Lediglich die Verstärkungsfaktoren  $c(T_i)$  sowie die Verschiebungen  $n(T_i)$  sind von der Ansteuerdauer  $T_i$  abhängig, was zur Übersichtlichkeit nicht weiter angegeben werden soll.

### 3.2 Extraktion der Musterfunktionen

In diesem Abschnitt sollen die in Gl. (2) verwendeten Musterfunktionen  $\Phi_{EB}(n)$ ,  $\Phi_{AM}(n)$  und  $\Phi_{EE}(n)$  extrahiert werden. Dazu wird ein Klopfensorsignal zu einer möglichst langen Ansteuerdauer  $T_i$  im Vollhub-Bereich aufgezeichnet, wie in Bild 4 zu sehen. Dadurch lassen sich die Körperschallwellen



**Bild 4:** Klopfensorsignal bei langer Ansteuerdauer  $T_i$

zum Einspritzende vollständig von denen des Einspritzbeginns und des Anschlags am Magnetkern trennen. Die Körperschallwellen des **EB** und des **AM** überlagern sich jedoch. Würde man den Injektor mit einem kürzeren  $T_i$  im

Teilhub-Bereich ansteuern, so würde kein Anschlag am Magnetkern auftreten. Die Zeitspanne zwischen Einspritzbeginn und -ende wäre jedoch ebenfalls zu kurz, um die Körperschallwellen trennen zu können. Daher ist es nicht möglich  $\Phi_{\text{EB}}(n)$  und  $\Phi_{\text{AM}}(n)$  separat zu erfassen.

Dieses Problem kann man im Vollhub-Bereich umgehen, indem man für die Ereignisse **EB** und **AM** eine gemeinsame Musterfunktion  $\Phi_{\text{EBAM}}(n)$  generiert, wie in Bild 4 dargestellt:

$$y(n) = c_{\text{EBAM}} \cdot \Phi_{\text{EBAM}}(n - n_{\text{EB}}) + c_{\text{EE}} \cdot \Phi_{\text{EE}}(n - n_{\text{EE}}) + e(n). \quad (3)$$

Für die Bestimmung der wahren Öffnungsdauer  $T_{\text{offen}}$  müssen  $n_{\text{EB}}$  und  $n_{\text{EE}}$  detektiert werden:

$$T_{\text{offen}} = \frac{n_{\text{EE}} - n_{\text{EB}}}{f_A}, \quad (4)$$

wobei  $f_A$  die Abtastfrequenz ist. Die Faktoren  $c_{\text{EBAM}}$  und  $c_{\text{EE}}$  müssen nicht geschätzt werden. Deshalb kann das Signalmodell aus Gl. (3) weiter vereinfacht werden:

$$y(n) = \Phi_{\text{EBAM}}(n - n_{\text{EB}}) + \Phi_{\text{EE}}(n - n_{\text{EE}}) + e(n). \quad (5)$$

Im Teilhub-Bereich sind die Voraussetzungen nicht erfüllt. Daher muss, wie später gezeigt wird, eine Erweiterung durchgeführt werden.

## 4 Schätzung der wahren Öffnungsdauer des Injektors

Die Schätzung  $\hat{T}_{\text{offen}}$  wird durch Vergleich des gemessenen Körperschallsignals  $y(n)$  mit dem nach Gl. (5) synthetisierten Körperschallsignal  $\hat{y}(n)$  durchgeführt. Als Ähnlichkeitsmaß wird die Kreuzkorrelationsfunktion  $r_{y\hat{y}}(k)$  verwendet:

$$r_{y\hat{y}}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y(n) \cdot \hat{y}(n - k) \xrightarrow{k} \max. \quad (6)$$

Im Folgenden wird der Algorithmus auf Grundlage dieses Gütemaßes zunächst für den Vollhub-Bereich präsentiert. Danach wird eine Erweiterung vorgestellt, mit der  $\hat{T}_{\text{offen}}$  im Teilhub-Bereich geschätzt werden kann.

## 4.1 Vollhub-Bereich

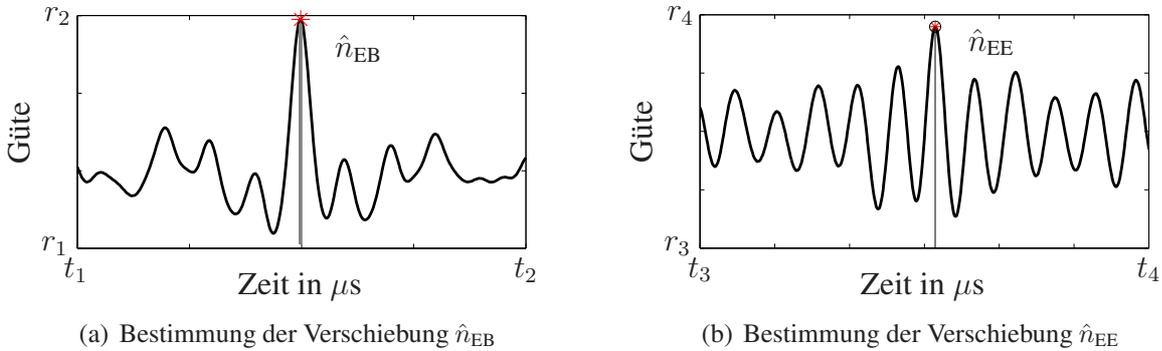
Im Vollhub-Bereich ist das Signalmodell aus Gl. (5) ohne Einschränkungen zur Bestimmung der Verschiebungen  $\hat{n}_{EB}$  und  $\hat{n}_{EE}$  einsetzbar. Die Verschiebungen sind unabhängig voneinander und können daher getrennt bestimmt werden. Aus diesem Grund wird im ersten Schritt des Algorithmus der Einspritzbeginn detektiert, d. h. die Verschiebung  $\hat{n}_{EB}$  der Musterfunktion  $\Phi_{EBAM}(n)$  ermittelt. Im zweiten Schritt wird dann das Einspritzende  $\hat{n}_{EE}$  geschätzt.

### 4.1.1 Detektion des Einspritzbeginns

Zur Bestimmung der Verschiebung  $\hat{n}_{EB}$  wird die Kreuzkorrelationsfunktion

$$r_{y\Phi_{EBAM}}(k) \xrightarrow{k=\hat{n}_{EB}} \max \quad (7)$$

der Musterfunktion  $\Phi_{EBAM}(n)$  und des gemessenen Klopfensorsignals  $y(n)$  maximiert. Die Schätzung  $\hat{n}_{EB}$  entspricht der Verschiebung  $k$ , bei der das globale Maximum von  $r_{y\Phi_{EBAM}}(k)$  liegt, wie es an einem Beispiel in Bild 5(a) zu sehen ist.



**Bild 5:** Verlauf der Kreuzkorrelationsfunktion

### 4.1.2 Detektion des Einspritzendes

Zur Detektion des Einspritzendes wird die Kreuzkorrelationsfunktion zwischen dem gemessenen Klopfensorsignal  $y(n)$  und dem nach Gl. (5) synthetisierten Klopfensorsignal

$$\hat{y}(n - k) = \Phi_{EBAM}(n - \hat{n}_{EB}) + \Phi_{EE}(n - k) \quad (8)$$

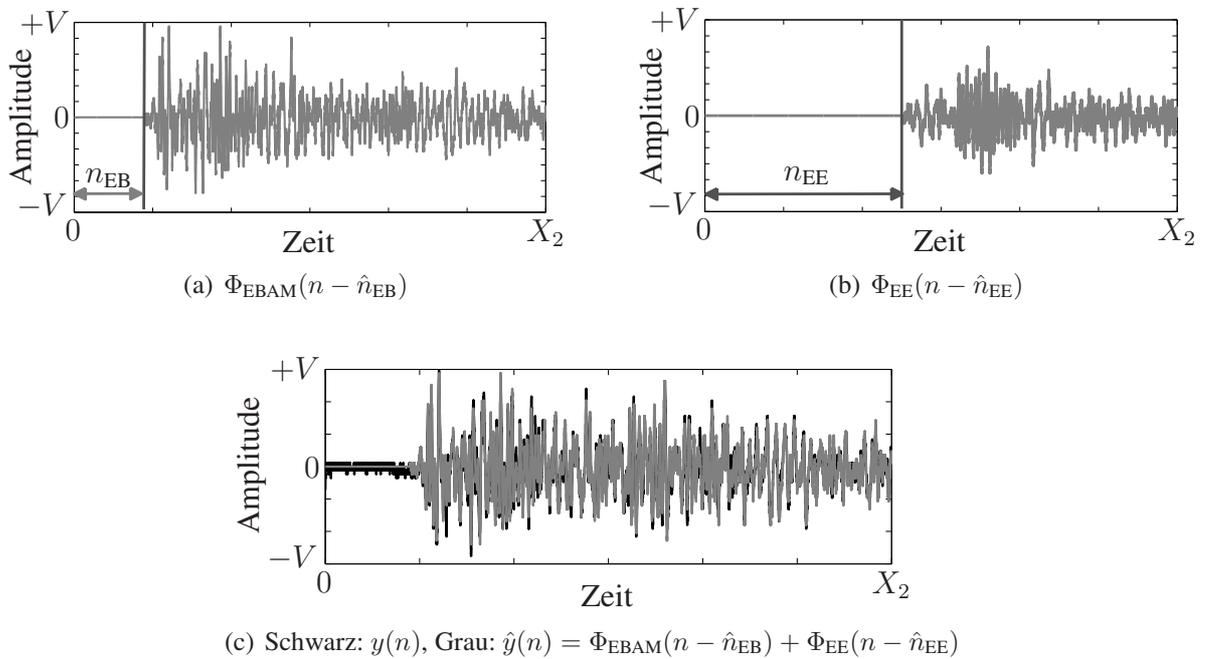
ausgewertet. Dabei wird nur die Musterfunktion  $\Phi_{EE}(n)$  verschoben. Die Verschiebung für die Musterfunktion  $\Phi_{EBAM}(n)$  entspricht  $\hat{n}_{EB}$ . Das Gütemaß lautet

daher

$$r_{y\hat{y}}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y(n) \cdot \hat{y}(n-k) \xrightarrow{k=\hat{n}_{EE}} \max. \quad (9)$$

Der Verlauf des Gütemaßes in Abhängigkeit der Verschiebung  $k$  zeigt Bild 5(b). In [4] wurde gezeigt, dass zum Einspritzende bestimmte Frequenzen angeregt werden, die auch im Klopfensorsignal deutlich zu erkennen sind. Diese Frequenzen sind ebenso in der Oszillation des Gütemaßes in Bild 5(b) enthalten. Im folgenden Abschnitt wird darauf näher eingegangen.

Einen Überblick über die verschobenen Musterfunktionen  $\Phi_{EBAM}(n - \hat{n}_{EB})$ ,  $\Phi_{EE}(n - \hat{n}_{EE})$  und das synthetisierte Messsignal  $\hat{y}(n)$  ist in Bild 6 dargestellt.



**Bild 6:** Verlauf der Musterfunktionen

## 4.2 Teilhub-Bereich

Bei einer Kraftstoffeinspritzung im Teilhub-Bereich sind die Voraussetzungen für die Verwendung des Signalmodells aus Gl. (5) zur Detektion des Einspritzendes nicht erfüllt. Eine direkte Anpassung des Signalmodells an den Teilhub-Bereich ist nicht möglich, da die Musterfunktion  $\Phi_{EB}(n)$  nicht separat bestimmbar ist.

Wie bereits im letzten Abschnitt erwähnt, werden durch das Einspritzende bestimmte Frequenzen angeregt, die deutlich im Gütemaß zu erkennen sind. Dies

liegt daran, dass die Körperschallsignale nach dem Einspritzende entsprechend den dominanten Frequenzen nachschwingen. Wird das gemessene Klopfensorsignal  $y(n)$  mit dem verschobenen synthetisierten Signal  $\hat{y}(n - k)$  korreliert, so ergeben sich Nebenmaxima entsprechend der Periodendauer der dominanten Schwingungen. Dies führt dazu, dass die optimale Auswahl der Verschiebung  $n_{EE}$  nicht unbedingt auf das globale Maximum der Kreuzkorrelationsfolge  $r_{y\hat{y}}(k)$  fällt, sondern auf ein Nebenmaximum fallen kann. Das bedeutet, dass es zu Ausreißern bei der Detektion des Einspritzendes kommen kann. Um diese Ausreißer zu behandeln wird eine Kandidatenmenge  $\underline{M}(T_i)$  aus den  $m$  größten Nebenmaxima generiert, wobei  $m \in \mathbb{N}^+$ .

Die Kennlinie des Magnetspulen-Injektors aus Bild 2(b) weist keine Sprünge sondern einen durchweg stetigen Verlauf auf. Auf einem Intervall  $\Delta T_i = p \cdot dT_i$  sei die Kennlinie und somit auch der Verlauf von  $n_{EE}(T_i)$  annähernd linear, wobei  $p \in \mathbb{N}^+$ . Auf Grundlage bereits geschätzter Stützstellen  $\hat{n}_{EE}(T_i + dT_i)$ ,  $\hat{n}_{EE}(T_i + 2 \cdot dT_i)$ ,  $\dots$ ,  $\hat{n}_{EE}(T_i + p \cdot dT_i)$  kann somit eine Prädiktion  $\tilde{n}_{EE}(T_i)$  durchgeführt werden. Anhand der Prädiktion  $\tilde{n}_{EE}(T_i)$  wird aus der Kandidatenmenge  $\underline{M}(T_i)$  der entsprechende Schätzwert  $\hat{n}_{EE}(T_i)$  gewählt. Voraussetzung für dieses Vorgehen ist die Zuverlässigkeit der zugrunde liegenden Schätzungen.

Die auf dem Intervall  $\Delta T_i$  verlaufende Regressionsgerade wird durch die Geradengleichung

$$n_{EE}(T_i) = a_1 \cdot T_i + a_0 \quad (10)$$

beschrieben. Zur Schätzung der Parameter  $a_1$  und  $a_0$  wird ein Least-Squares-Schätzer verwendet:

$$\hat{\underline{a}} = [\underline{\Psi}^T \cdot \underline{\Psi}]^{-1} \cdot \underline{\Psi}^T \cdot \underline{x} \quad (11)$$

mit

$$\underline{x} = [\hat{n}_{EE}(T_i + dT_i) \quad \hat{n}_{EE}(T_i + 2 \cdot dT_i) \quad \dots \quad \hat{n}_{EE}(T_i + p \cdot dT_i)]^T \quad (12)$$

und

$$\underline{\Psi} = \begin{bmatrix} T_i + dT_i & 1 \\ T_i + 2 \cdot dT_i & 1 \\ \vdots & \vdots \\ T_i + p \cdot dT_i & 1 \end{bmatrix}, \quad \underline{a} = [a_1 \quad a_0]^T. \quad (13)$$

Dies führt auf die Prädiktion

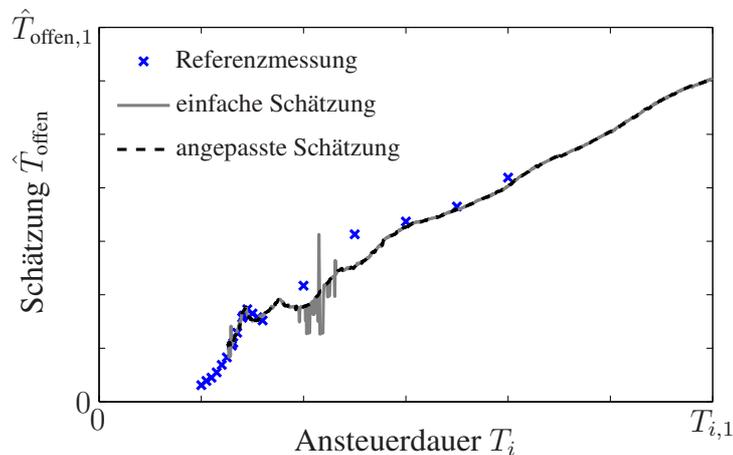
$$\tilde{n}_{EE}(T_i) = [T_i \quad 1] \cdot \hat{a}. \quad (14)$$

Der optimale Kandidat aus der Menge  $\underline{M}(T_i)$  minimiert die Abweichung

$$|\underline{M}(T_i) - \tilde{n}_{EE}(T_i)| \longrightarrow \min \quad (15)$$

und stellt damit den Schätzwert  $\hat{n}_{EE}(T_i)$  dar.

## 5 Messungen und Ergebnisse



**Bild 7:** Schätzung  $\hat{T}_{\text{offen}}$  der wahren Öffnungsdauer  $T_{\text{offen}}$  in Abhängigkeit von  $T_i$

Das Diagramm in Bild 7 zeigt das Ergebnis der Schätzung. In grau dargestellt ist die einfache Schätzung  $\hat{T}_{\text{offen}}$  nach Abschnitt 4.1. Die erweiterte Schätzung, wie in Abschnitt 4.2 diskutiert, ist in schwarz eingezeichnet. Als Referenz wurde bei einem Industriepartner mit Hilfe eines Laservibrometers die wahre Öffnungsdauer  $T_{\text{offen}}$  des Injektors für ausgewählte Ansteuerdauern  $T_i$  gemessen. Da die Einbaubedingungen des Injektors an beiden Prüfständen unterschiedlich waren, können leichte Abweichungen auftreten. Die Referenzmessungen sind im Diagramm mit 'x' gekennzeichnet.

Im Vollhub-Bereich sind die Voraussetzungen für die Verwendung des Signalmodells aus Gl. (5) erfüllt. Daher sind die Schätzergebnisse im oberen Vollhub-Bereich überzeugend. Im unteren Bereich des Vollhubs und im Teilhub-Bereich versagt die einfache Schätzung. Im unteren Bereich des Vollhubs wird das

Klopfensorsignal von abklingenden Körperschallwellen des Ankeranschlags dominiert, welche das Einspritzende stark überlagern. Es kommt daher in diesen Bereichen zu Ausreißern, welche durch die vorgestellte erweiterte Methode behandelt werden können. Durch diese wird der Teilhub-Bereich sehr gut erfasst. Lediglich im unteren Bereich des Vollhubs liegt eine leichte Abweichung der Schätzung von den Messpunkten vor.

## 6 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurde ein Algorithmus, basierend auf der Korrelationsmesstechnik, entwickelt, der die Zeitdauer zwischen zwei mechanischen Schlägen exakt bestimmt. Als Anwendung wurde der Vorgang der Benzin-Direkteinspritzung behandelt. Das Verfahren dient zur Schätzung der wahren Öffnungsdauer eines Magnetspulen-Injektors, wodurch eine Kalibrierung der Benzin-Direkteinspritzung realisierbar wird. Durch den standardmäßig verbauten Klopfsensor wird der emittierte Körperschall während des Einspritzvorgangs aufgezeichnet. Auf Basis eines in dieser Arbeit aufgestellten Signalmodells wird aus dem Klopfensorsignal eine Schätzung der wahren Öffnungsdauer durchgeführt. Die Ergebnisse wurden mit Referenzmessungen verglichen. Auch für kleinste Einspritzmengen, d. h. sehr kurze Öffnungsdauern des Injektors, liefert der Algorithmus sehr gute Ergebnisse.

## Literatur

- [1] E. Achleitner, A. Koch, J. Maier und A. Marinai, “Magnetspulen-Injektoren für die Benzin-Direkteinspritzung”, *MTZ-Motortechnische Zeitschrift* **67**(5), S. 332–339, 2006.
- [2] H. Bauer, *Kraftfahrtechnisches Taschenbuch*, Vieweg + Teubner Verlag, 2003.
- [3] M. Hehle, M. Willmann, J. Remele, T. Ziegler und G. Schmidt, “In-Situ-Kalibration - Hochpräzise Kraftstoffeinspritzung für Off-Highway-Motoren”, *ATZ offhighway* **04**, S. 36–48, 2008.
- [4] K. Christ, M. Michelsburg, K. Back, A. Eidam und U. Kiencke, “Möglichkeiten zur Injektorkalibrierung mit Hilfe von Klopfensoren bei der Benzin-Direkteinspritzung”, in *Sensoren und Messsysteme 2010, 15. ITG/GMA-Fachtagung*, S. 374–379, VDE Verlag, 2010.

# **Ganzheitliche Approximation eines Gerade-Kreis-Gerade-Profiles mit automatischer Trennung in Einzelprofile**

Karsten Lübke, Zhongyuan Sun, Gert Goch

Bremer Institut für Messtechnik, Automatisierung und Qualitätswissenschaft, BIMAQ,  
Prof. Dr.-Ing. G. Goch, Universität Bremen  
Tel.: 0421-64611, e-mail: [LKE@bimaq.de](mailto:LKE@bimaq.de)

## **Kurzfassung**

Das Ergebnis von Messungen mit Kontur- und Profilschnittmessgeräten sowie von Profillinienmessungen mit Koordinatenmessgeräten ist eine linienhafte Messpunktswolke. Diese vereint in einem Profil zweidimensionale Regelgeometrien. Dazu zählen beispielsweise Kreisabschnitte und Geraden. Eine fehlerhafte Zuordnung von Einzelpunkten zu Geometrieelementen führt zu fehlerhaften Ergebnissen in der Auswertung bzw. zu einer erhöhten Messunsicherheit. Zusätzlich können beispielsweise bei Kreisabschnitten eine reduzierte Anzahl von Punkten und damit ein verringerter überdeckter Winkel zu höheren Unsicherheiten führen. Da eine Trennung eines Profils häufig auf einer manuellen Auswertung in der Software des Messgeräteherstellers beruht, existiert eine große Streuung der Ergebnisse in Abhängigkeit vom Bediener. An dieser Stelle ist eine automatische Trennung von Messprofilen in einzelne, den elementaren Geometrien zugeordnete Profile sinnvoll. Das vorgestellte Verfahren beruht auf der gleichzeitigen iterativen Veränderung der Freiheitsgrade aller beteiligten Regelgeometrien. Es wird als ganzheitliche Approximation bezeichnet.

## **1 Einleitung**

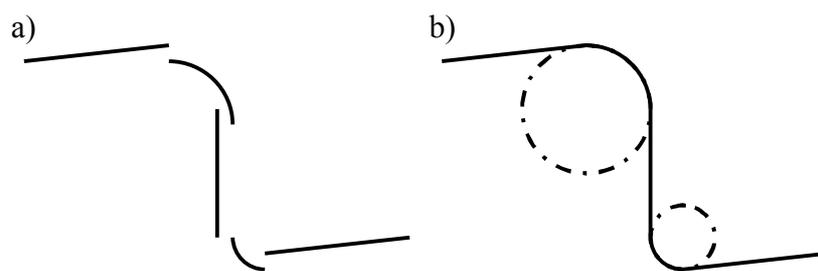
Die ganzheitliche Approximation von zusammengesetzten Linienprofilen berechnet Regelgeometrien, die stetige Übergänge besitzen. Dieses Verfahren wurde schon in [1] beschrieben, die Zuordnung der Messpunkte zu einer Regelgeometrie hängt bei diesem Ansatz allerdings statisch von der Startnäherung ab. Insbesondere bei ungenauen Startnäherungen oder Messergebnissen im Mikrobereich müssen Messpunkte durch manuelle

Separation in nicht eindeutigen Übergangsbereichen gelöscht werden. Dies erhöht die Unsicherheit der berechneten Regelgeometrien. Deshalb ist eine Integration von dynamischen Trennfunktionen in die Approximationsalgorithmen sinnvoll. Die Trennfunktionen ordnen während der iterativen Approximation die Messpunkte dynamisch den einzelnen Regelgeometrien zu. Die Approximation minimiert die orthogonalen Punktabstände  $d_i$  zu den Regelgeometrien nach der  $L_2$ -Norm und verbessert iterativ die Freiheitsgrade des zusammengesetzten Profils (Gleichung 1 und Gleichung 8).

$$L_2 - Norm : Q_G = \left( \sum_{i=1}^n [d_i]^2 \right)^{\frac{1}{2}} \Rightarrow Min. \text{ mit } \begin{matrix} n : \text{Anzahl der Messpunkte} \\ i : \text{Index eines Messpunktes} \end{matrix} \quad (1)$$

## 2 Profile aus Geraden und Kreisabschnitten mit stetigen Übergängen

Dieser Artikel behandelt nur Linienprofile, die aus Geraden und Kreisabschnitten bestehen. Bild 1 zeigt den Unterschied zwischen einzeln approximierten Regelgeometrien und einem zusammengesetzten Linienprofil mit stetig differenzierbaren Übergängen. Das stetig zusammengesetzte Linienprofil entspricht der Soll-Definition eines Bauteils in der zugehörigen Konstruktionszeichnung.



**Bild 1:** Ganzheitliche Approximation eines Linienprofils, bestehend aus Geraden und Kreisabschnitten: a) einzeln approximierte Elemente mit Stetigkeitsprüngen und b) ganzheitliche Approximation eines zusammengesetzten Linienprofils mit stetig differenzierbaren Übergängen.

## 2.1 Mathematische Beschreibung der Geraden und Kreise

Die Geraden und Kreise hängen mathematisch von wenigen Definitionsgrößen ab. Diese entsprechen den Freiheitsgraden der Approximationsaufgabe. Um bei der Beschreibung der Geraden undefinierte Zustände durch beispielweise unendliche Steigungen zu umgehen, wird die Hessesche Normalform nach [2] eingesetzt (Gleichung 2).

$$g(p, \beta) = x \cdot \cos(\beta) + y \cdot \sin(\beta) - p = 0 \quad (2)$$

Dabei definiert  $p$  den orthogonalen Abstand zum Ursprung des Koordinatensystems und  $\beta$  den mathematisch positiven Winkel zur Abszisse. Kreise sind durch den Mittelpunkt  $M(x_M, y_M)$  und den Radius  $r$  nach Gleichung 3 beschrieben.

$$k(x_M, y_M, r) = (x - x_M)^2 + (y - y_M)^2 - r^2 = 0 \quad (3)$$

## 2.2 Orthogonale Abstandsfunktionen

In der Geometrie-Messtechnik sind orthogonale Abstandsfunktionen für die Approximation von Regelgeometrien etabliert [3, 4, 5, 6, 7]. Allgemein sind auch andere Definitionen des Abstandes gebräuchlich. Diese Abstandsfunktionen beziehen sich häufig auf eine definierte Richtung des eingesetzten Koordinatensystems. Am Beispiel der Gerade in der Ebene werden typischerweise drei Abstandsfunktionen eingesetzt:

- Abstand in x-Richtung
- Abstand in y-Richtung
- Orthogonaler Abstand zur Gerade

Eine Analyse der Skalierungseigenschaften zeigt, dass das Ergebnis von der Wahl der Maßeinheiten abhängt [8]. Für Abstandsfunktionen in einer Richtung sind die berechneten Eigenschaften der Geraden gegenüber einer Umrechnung in andere Maßeinheiten invariant. Die Eigenschaften einer Gerade, die nach einer orthogonalen Abstandsfunktion berechnet wurden, sind demgegenüber nicht invariant. Dies ist darin begründet, dass abhängig vom Verhältnis der Steigung ein Ausgleich in Richtung der dominierenden Achsenrichtung erfolgt [8]. Das bedeutet, dass bei einer Änderung der Maßeinheiten für orthogonale Abstandsfunktionen eine erneute Berechnung erforderlich ist. Da im Bereich der

Geometrie-Messtechnik typischerweise in Millimetern gerechnet wird und orthogonale Abstandsfunktionen erforderlich sind, müssen nachträgliche Skalierungen vermieden werden.

Orthogonale Abstandsfunktionen können ein Werkstück sowohl fertigungs- als auch funktionsorientiert charakterisieren. Sie führen, im Gegensatz zu anderen Abstandsfunktionen, bei Approximation nach der  $L_2$ -Norm durch iterative Verbesserungen der Freiheitsgrade zu einem Minimum der Zielfunktion [9].

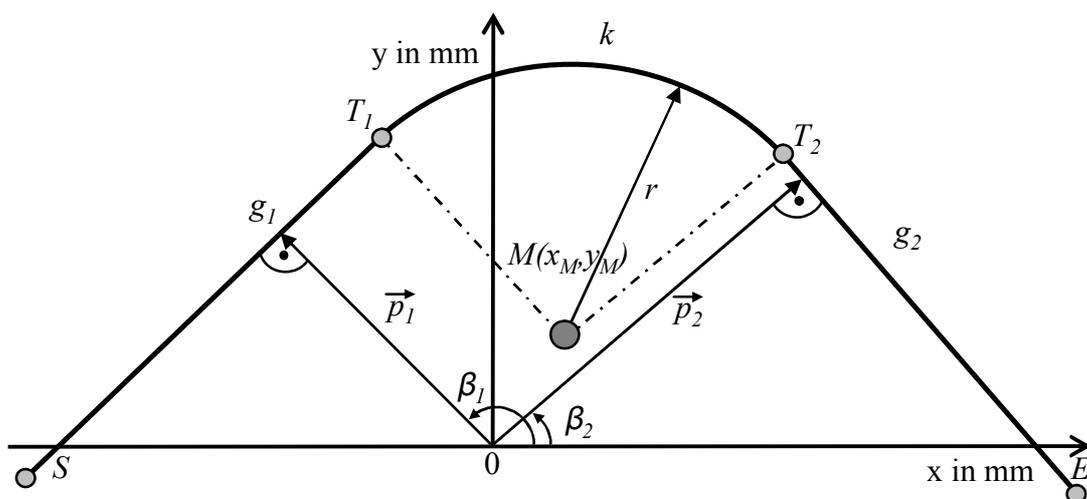
Für die Gerade ist die orthogonale Abstandsfunktion nach Gleichung 4 gegeben, für den Kreis nach Gleichung 5. Der Index  $i$  nummeriert die einzelnen Messpunkte.

$$d_{i,g}(p, \beta) = x_i \cdot \cos(\beta) + y_i \cdot \sin(\beta) - p \quad (4)$$

$$d_{i,k}(x_M, y_M, r) = \sqrt{(x_i - x_M)^2 + (y_i - y_M)^2} - r \quad (5)$$

### 2.3 Beispiel Gerade-Kreis-Gerade-Linienprofil

Alle Beschreibungsgrößen zeigt Bild 2 am Beispiel eines Gerade-Kreis-Gerade-Linienprofils. Hier ist zusätzlich mit  $S$  und  $E$  der erste und letzte Punkt des Profils bezeichnet.  $T_1$  und  $T_2$  definieren die idealen Stellen, welche die einzelnen Regelgeometrien trennen. Sie müssen nicht mit Messpunkten der Profile identisch sein.



**Bild 2:** Beschreibungsgrößen eines Gerade-Kreis-Gerade-Linienprofils mit Angabe der Start-, End- und Trennpunkte.

### 3 Ganzheitliche Approximation

Damit das Linienprofil aus Geraden und Kreisen stetige Übergänge aufweist, sind nach [1] unabhängige und abhängige Regelgeometrien erforderlich. Am Beispiel des Gerade-Kreis-Gerade-Linienprofils sind die beiden Geraden als unabhängig definiert und der Kreis als abhängig. Für abhängige Regelgeometrien gilt, dass nicht alle Freiheitsgrade in die Approximationsrechnung einfließen. Der Kreis weist nur dann stetige Übergänge zu den Geraden auf, wenn sein Mittelpunkt durch die Freiheitsgrade der Geraden und durch den Radius festgelegt wird. Für das Beispiel aus Bild 2 ist die Approximationsaufgabe für die fünf Freiheitsgrade  $p_1, \beta_1, r, p_2, \beta_2$  zu lösen. Der Mittelpunkt  $M$  des Kreises  $k$  ergibt sich bei jeder Iteration aus  $p_1, \beta_1, p_2$  und  $\beta_2$ .

Die automatische Trennung des Linienprofils basiert auf der Berechnung der Indizes der Trennpunkte  $T_1$  und  $T_2$ . Voraussetzung ist, dass die Messpunkte des Linienprofils in geordneter Reihenfolge vorliegen. Den einzelnen Regelgeometrien werden die folgenden Messpunkte zugewiesen, wobei die Messpunktanzahl  $n$  ist:

- Gerade  $g_1$ :  $1 \leq i \leq \text{Index}(T_1)$
- Kreis  $k$ :  $\text{Index}(T_1) + 1 \leq i \leq \text{Index}(T_2)$
- Gerade  $g_2$ :  $\text{Index}(T_2) + 1 \leq i \leq n$

Der Abstand der Messpunkte sollte möglichst gleichmäßig verteilt und es sollten mindestens 10 Messpunkte pro Regelgeometrie vorhanden sein. Für die ganzheitliche Approximation sind die folgenden Arbeitsschritte erforderlich.

#### 3.1 Manuelle Berechnung einer Startnäherung

Damit die Approximationsaufgabe gegen ein Minimum konvergiert, ist eine Startnäherung erforderlich, die dem Ergebnis bereits möglichst gut entspricht. Für das vorliegende Gerade-Kreis-Gerade-Profil wurde eine manuelle Startnäherung entwickelt, um flexibel auf unterschiedliche Linienprofile reagieren zu können. Für die Berechnung dieser Startnäherung zeigt die Software den Linienzug an und der Bediener wählt manuell vier Punkte aus. Diese Punkte sollten in der Nähe des ersten und des letzten Punktes  $S$  und  $E$  und den Trennpunkten  $T_1, T_2$  naheliegen. Die Lage der Punkte zeigt Bild 2. Die Startnäherung ergibt sich anschließend aus den folgenden Rechenschritten:

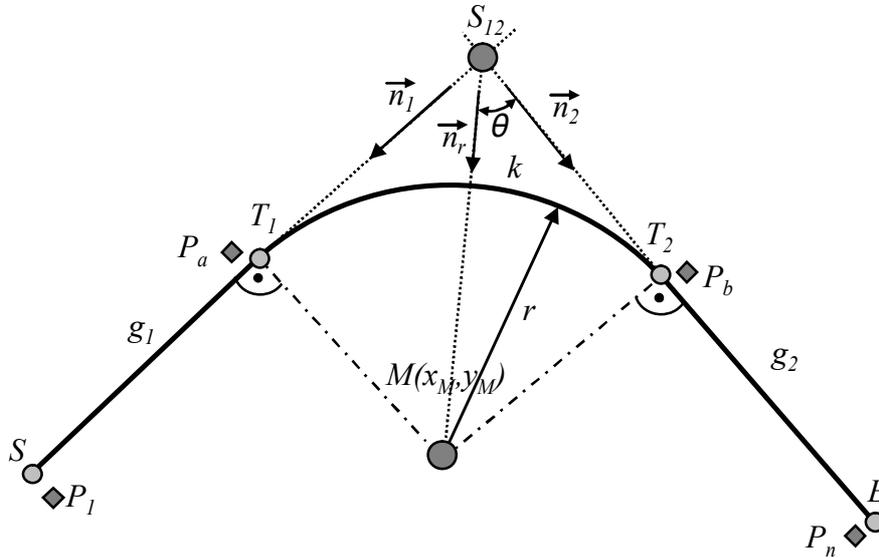
- Berechnen der Geraden von  $S$  nach  $T_1$  und von  $T_2$  nach  $E$ .
- Berechnen der Fußpunkte von  $p_1$  und  $p_2$  auf den Geraden  $g_1$  und  $g_2$ .
- Berechnen der Abstände der Fußpunkte zum Ursprung.
- Berechnen der Winkel  $\beta_1$  und  $\beta_2$  zur x-Achse.
- Berechnen der zu den Geraden  $g_1$  und  $g_2$  orthogonalen Geraden durch  $T_1$  und  $T_2$ . Aus dem Schnittpunkt ergibt sich der Mittelpunkt  $M$ .
- Berechnen des mittleren Radius aus den beiden Abständen von  $T_1$  zu  $M$  und  $T_2$  zu  $M$ .
- Berechnen der Indizes, deren Punkte zu  $T_1$  und  $T_2$  einen minimalen Abstand besitzen.

### 3.2 Berechnung des Mittelpunktes

Während der einzelnen Iterationsschritte ist die exakte Position des Mittelpunktes vom Kreis  $k$  erforderlich. Die für seine Berechnung erforderlichen Größen und geometrischen Zusammenhänge sind in Bild 3 dargestellt. Nach dem ersten Iterationsschritt ergibt sich der Mittelpunkt gemäß den folgenden Rechenschritten:

- Berechnen des Schnittpunktes  $S_{12}$  aus den Geraden  $g_1$  und  $g_2$ .
- Berechnen des Punktes  $S$  durch Projektion des ersten Messpunktes  $P_1$  auf  $g_1$ . Aus  $P_n$  berechnet sich anschließend der Punkt  $E$ .
- Berechnen der Normalenvektoren  $n_1$  und  $n_2$  aus den Strecken  $S_{12} S$  und  $S_{12} E$ .
- Berechnen des Vektors  $n_r$  aus den Normalenvektoren der Geraden.
- Berechnen des Winkels  $\theta$ .
- Berechnen des Betrags der Strecke  $|S_{12} M|$  im rechtwinkligen Dreieck aus dem bekannten Radius  $r$  und dem Winkel  $\theta$ .
- Berechnen des Mittelpunktes des Kreises  $k$  für einen Iterationsschritt nach Gleichung 6.

$$\begin{pmatrix} x_M \\ y_M \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_{S_{12}} \\ y_{S_{12}} \end{pmatrix} + |S_{12}M| \cdot \vec{n}_r \quad (6)$$



**Bild 3:** Beschreibungsgrößen für die Berechnung des Kreismittelpunktes.

### 3.3 Berechnung der Indizes der Trennpunkte

Um die sortierte Punktwolke zu trennen sind die Indizes  $a$  und  $b$  erforderlich. Bild 3 zeigt, dass die Messpunkte  $P_a$  und  $P_b$  nicht direkt den Trennpunkten  $T_1$  und  $T_2$  entsprechen. Als  $P_a$  und  $P_b$  werden die Messpunkte gewählt, die zu den idealen Trennpunkten den geringsten Abstand besitzen. Ihre Indizes in der Messpunktvolke entsprechen  $a$  und  $b$ . Die Trennpunkte  $T_1$  und  $T_2$  berechnen sich nach Gleichung 7.

$$\begin{pmatrix} x_{T_{1/2}} \\ y_{T_{1/2}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_{S_{12}} \\ y_{S_{12}} \end{pmatrix} + |S_{12}T_{1/2}| \cdot \vec{n}_{1/2} = \begin{pmatrix} x_{S_{12}} \\ y_{S_{12}} \end{pmatrix} + |S_{12}M| \cdot \cos(\Theta) \cdot \vec{n}_{1/2} \quad (7)$$

### 3.4 Iteratives Lösen des Gleichungssystems

Die gesuchten Lösungen für die Freiheitsgrade ergeben sich aus der Minimierung der *Gauß-Norm*. Diese setzt sich nach Gleichung 8 anteilig aus den orthogonalen Abständen der Messpunkte zu den einzelnen Regelgeometrien Gerade und Kreis zusammen.

$$L_2 - Norm: Q_G = \left( \sum_{i=1}^a [d_{i,g_1}]^2 + \sum_{i=a+1}^b [d_{i,k}]^2 + \sum_{i=b+1}^n [d_{i,g_2}]^2 \right)^{\frac{1}{2}} \Rightarrow Min. \quad (8)$$

$1 < a < b < n$

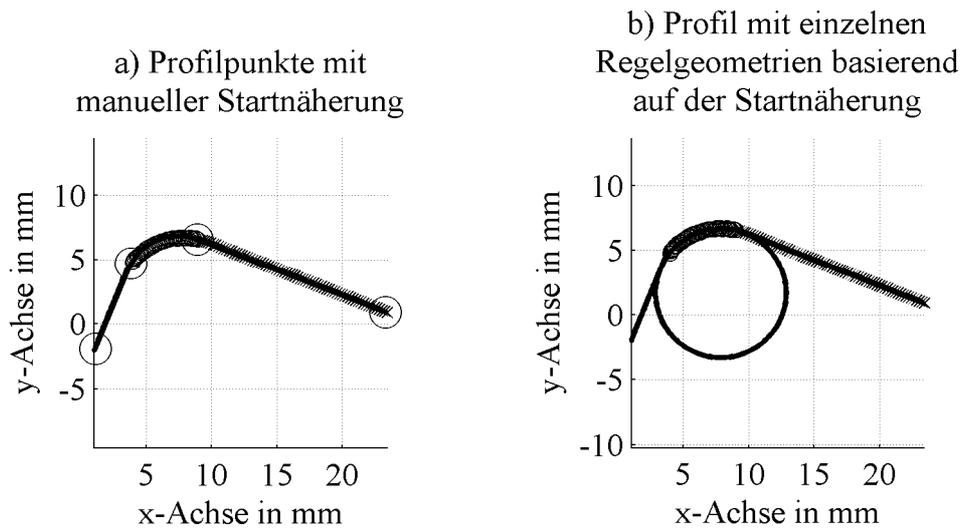
Die einzelnen Abstandsfunktionen sind dahingehend modifiziert, dass kleine Verbesserungen  $\Delta$  der Freiheitsgrade eingefügt sind. Anschließend erfolgt eine Linearisierung, indem eine Taylor-Reihenentwicklung nach dem ersten Glied abgebrochen wird. Die *Gauß-Norm*  $Q_G$  wird partiell nach allen Verbesserungen der Freiheitsgrade differenziert und jeweils gleich Null gesetzt. Daraus ergeben sich fünf notwendige Bedingungen für ein Minimum der *Gauß-Norm*  $Q_G$ . Das Formelzeichen  $F$  bezeichnet diese Differentialquotienten. Die Berechnung erfolgt für alle  $n$  Punkte. Gleichung 9 zeigt das entstehende Gleichungssystem.

$$A \cdot A' \cdot \begin{bmatrix} \Delta\beta_1 \\ \Delta p_1 \\ \Delta r \\ \Delta\beta_2 \\ \Delta p_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sum_{i=1}^j d_{i,g_1} \cdot F_{\Delta\beta_1} \\ \dots \\ -\sum_{i=m+1}^n d_{i,g_2} \cdot F_{\Delta p_2} \end{bmatrix} \quad \text{mit } A = \begin{bmatrix} F_{\Delta\beta_1} & \dots & F_{\Delta p_2} \\ \dots & \dots & \dots \\ F_{\Delta\beta_n} & \dots & F_{\Delta p_n} \end{bmatrix} \quad (9)$$

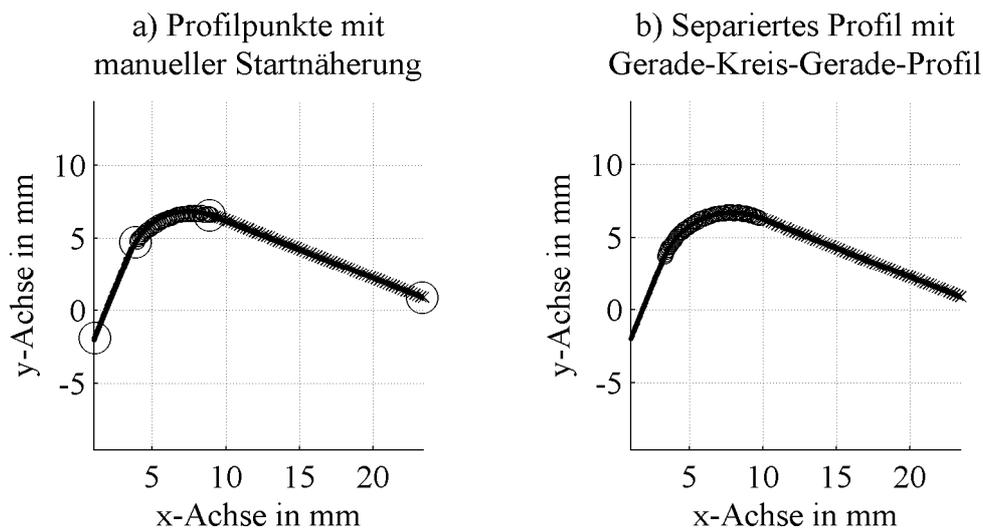
Jeder Iterationsschritt ergibt eine inkrementelle Verbesserung für jeden Freiheitsgrad. Die Iteration endet, wenn die Änderung der *Gauß-Norm*  $Q_G$  unter einen Schwellwert  $\varepsilon$  fällt. In diesem Fall ist  $\varepsilon = 10^{-8} \text{ mm}$  gewählt.

## 4 Ergebnisse

Die getesteten Messprofile bestehen aus simulierten Punkten, die eine zufällige Formabweichung von maximal  $50\mu\text{m}$  besitzen. Die Eingabe der manuellen Startnäherung erfolgt in diesem Fall durch vier Punkte in eine grafische Darstellung der Profilmunkte. Daraus berechnet der Algorithmus eine erste Lösung für das Gerade-Kreis-Gerade-Profil. Die Position der vier Punkte ist in Bild 4a und allen folgenden Bildern durch Kreise in den Profilmunkten markiert. Bild 4b zeigt die berechneten Regelgeometrien Geraden und Kreis. Diese wurden auf Grundlage der manuellen Startnäherung einzeln approximiert und besitzen keine stetigen Übergänge. Im Gegensatz dazu zeigt Bild 5b die durch die integrierten Trennfunktionen separierten Einzelprofile der Gerade  $g_1$ , des Kreises  $k$  und der Gerade  $g_2$ .

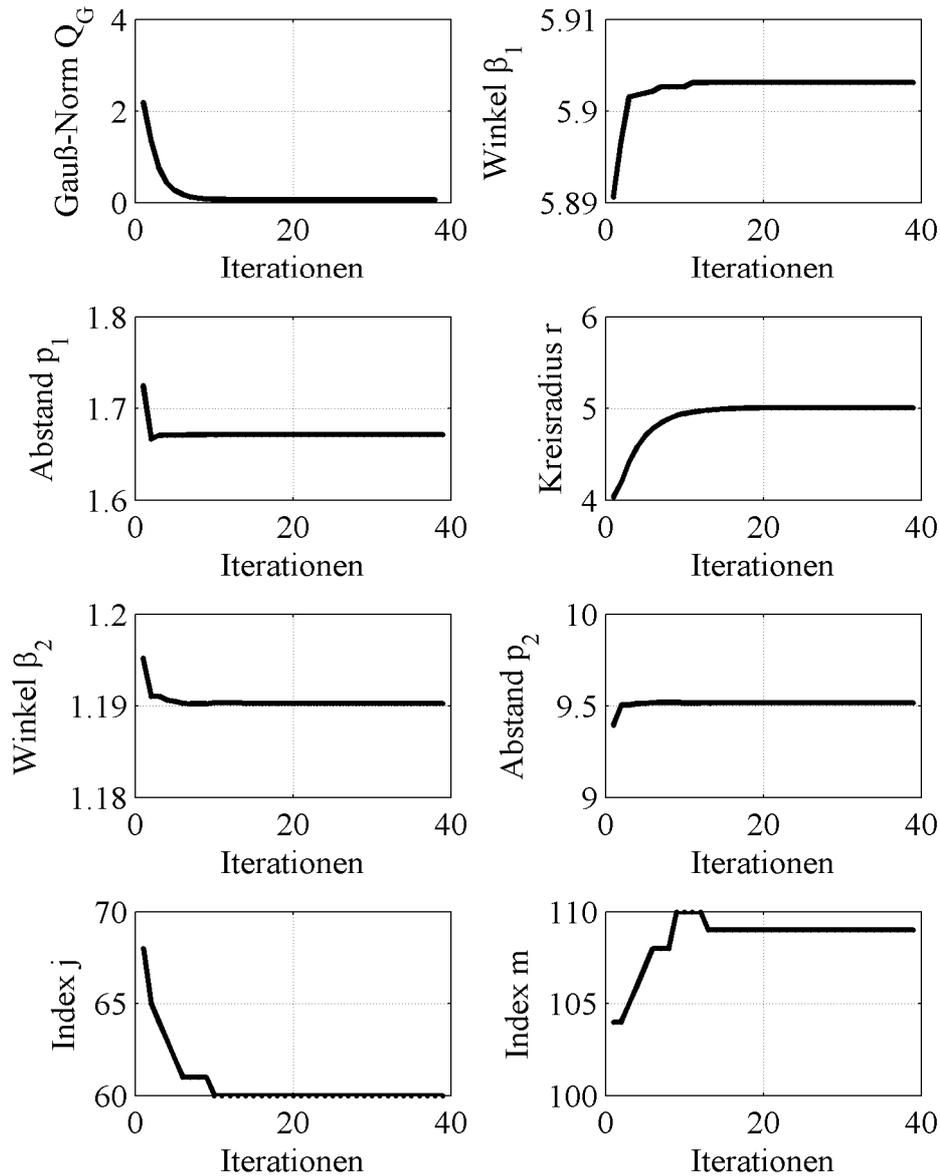


**Bild 4:** Manuelle Approximation eines Gerade-Kreis-Gerade-Profiles mit unstetigen Übergängen: a) Originalprofil und b) einzelne Regelgeometrien Geraden und Kreis.



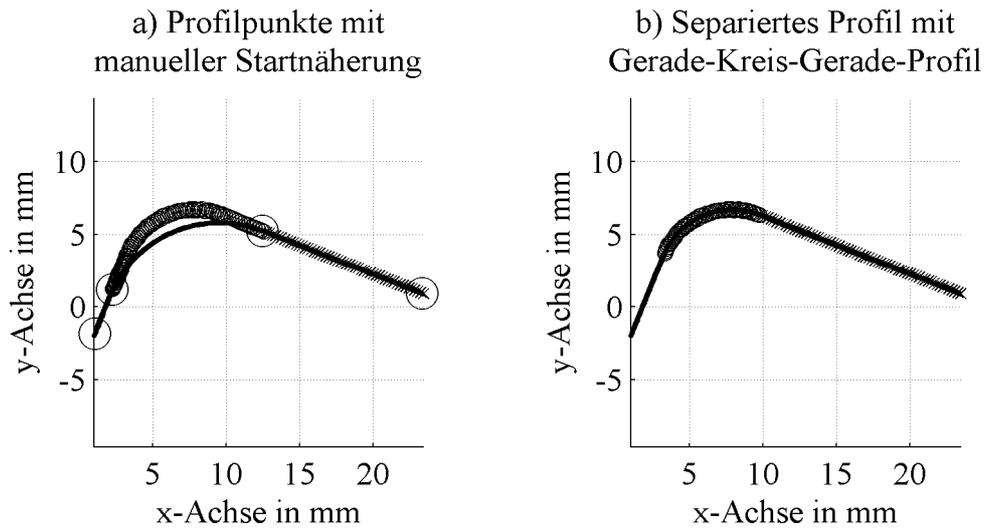
**Bild 5:** Approximation eines Gerade-Kreis-Gerade-Profiles mit stetigen Übergängen: a) Originalprofil und b) separiertes Profil mit unterschiedlicher Markierung der Einzelprofile.

Für das Ergebnis ist der Verlauf der einzelnen Freiheitsgrade über die einzelnen Iterationen aussagekräftig. Diese Verläufe sind in Bild 6 dargestellt. Die *Gauß-Norm*  $Q_G$  wird kontinuierlich kleiner und strebt ein Minimum an. Der Kreisradius  $r$  gehört zu einer abhängigen Regelgeometrie und konvergiert im Gegensatz zu den Freiheitsgraden der Geraden verzögert. Die letzten beiden Verläufe zeigen deutlich, dass sich die Indizes  $a$  und  $b$  während den Iterationen verändern und einem Endwert zustreben. Ihr Verhalten ist stufenförmig, da nur ganze Indizes zulässig sind.

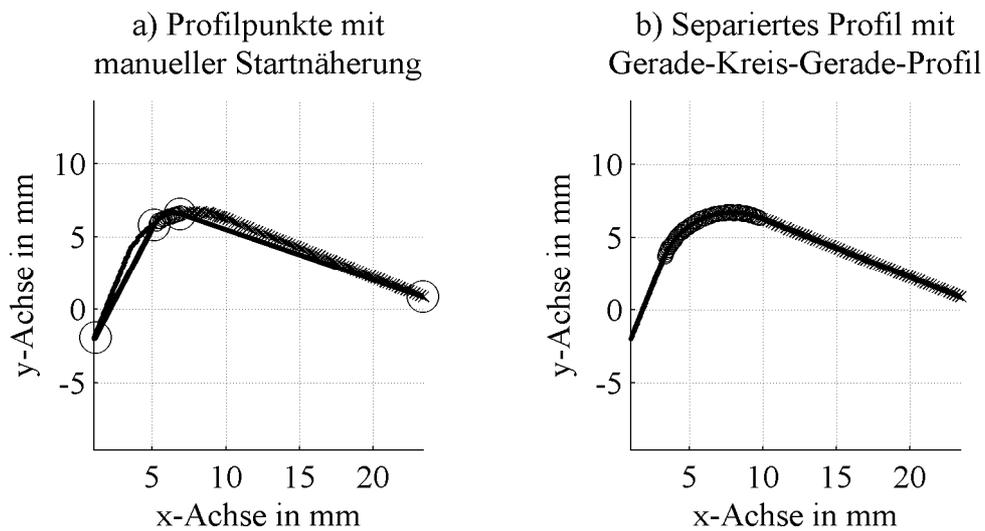


**Bild 6:** Verläufe der einzelnen Freiheitsgrade für das Profil aus Bild 4 und Bild 5.

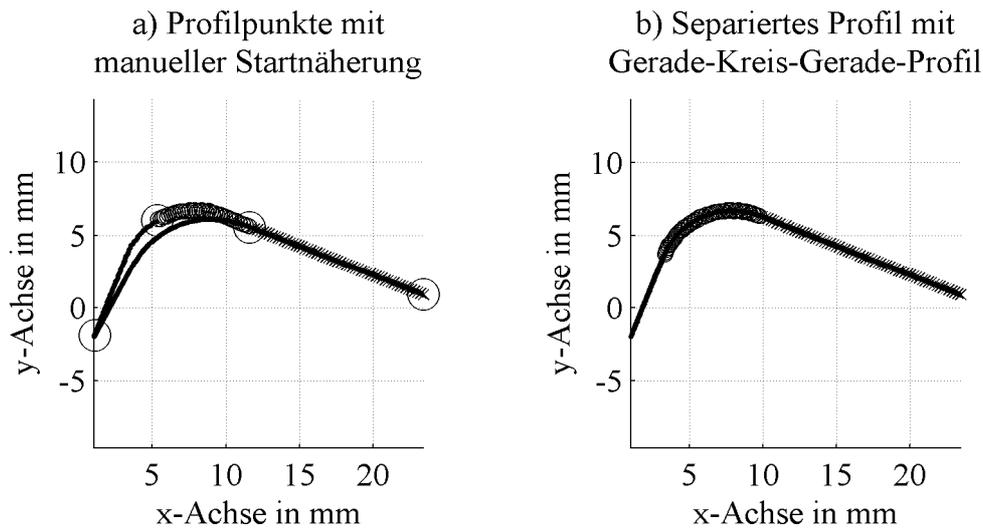
Mit steigender Anzahl der Freiheitsgrade ist es möglich, dass eine Approximationslösung nicht konvergiert. Deshalb ist eine Beurteilung der Robustheit des Verfahrens erforderlich. Insbesondere eine erheblich vom Ergebnis abweichende Startlösung sollte den Algorithmus stören. Die Bilder 7, 8, 9 und 10 zeigen das Ergebnis für unterschiedliche manuelle Startnäherungen. Es zeigt sich, dass der Separationsmechanismus die Indizes teilweise stark verändert, aber für diese Fälle trotzdem erfolgreich konvergiert.



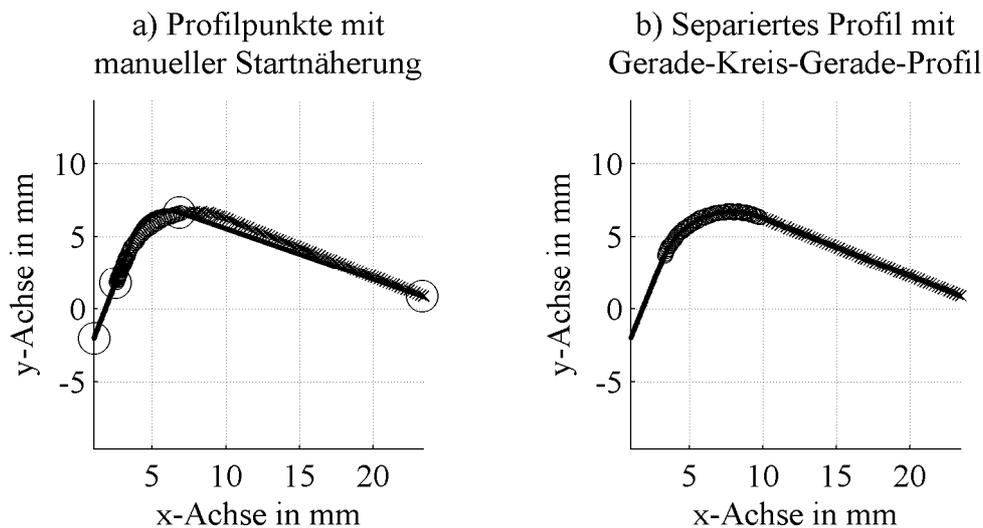
**Bild 7:** Ergebnis für eine manuelle Startnäherung, die den Index  $a$  deutlich zu klein und Radius  $r$  sowie Index  $b$  deutlich zu groß abschätzt.



**Bild 8:** Ergebnis für eine manuelle Startnäherung, die den Index  $a$  deutlich zu groß und Radius  $r$  sowie Index  $b$  deutlich zu klein abschätzt.



**Bild 9:** Ergebnis für eine manuelle Startnäherung, die den Index  $a$ , Index  $b$  und Radius  $r$  deutlich zu groß abschätzt.



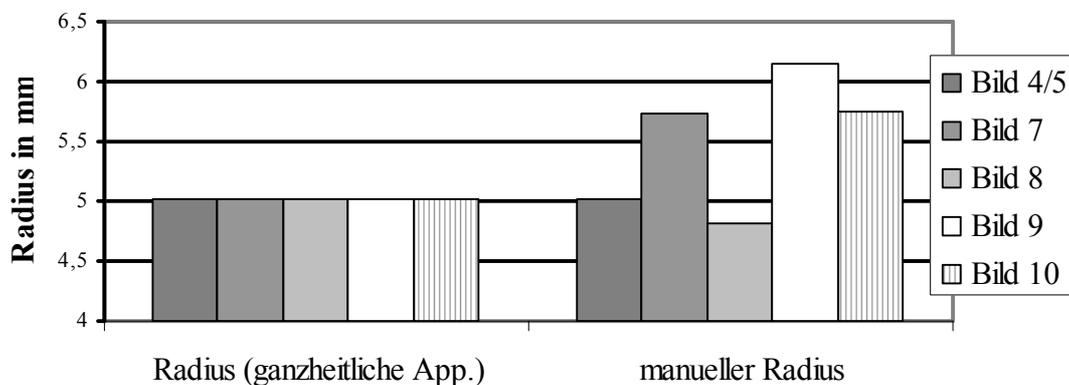
**Bild 10:** Ergebnis für eine manuelle Startnäherung, die den Index  $a$  und den Index  $b$  deutlich zu klein und Radius  $r$  deutlich zu groß abschätzt.

Die automatische Lösung der durch den Approximations-Algorithmus berechneten Freiheitsgrade für diese fünf unterschiedlichen Startnäherungen zeigt Tabelle 1. Die Werte der Freiheitsgrade und die Indizes sowie der Mittelpunkt des Kreises und die *Gauß-Norm*  $Q_G$  sind gleich. Die berechneten Einzel-Lösungen aus der manuellen Startnäherung hingegen variieren erheblich (siehe auch Bild 11). Diese Problematik tritt bei allen manuellen Auswertungen durch den Bediener des Messgerätes auf, insbesondere, wenn weniger eindeutige Profile, als die hier simulierten vorliegen.

**Tabelle 1:** Ergebnis der Freiheitsgrade, der Indizes, der *Gauß-Norm* und des Kreismittelpunktes für die Gerade-Kreis-Gerade-Profile aus den Bildern 4/5, 7, 8, 9 und 10.

Bild	Winkel $\beta_1$ in rad	Abstand $p_1$ in mm	Index $j$	Aut. Radius $r$ in mm	Index $m$	Winkel $\beta_2$ in rad	Abstand $p_2$ in mm	Man. Radius in mm
4/5	5,9031	1,6716	60	5,0103	109	1,1902	9,5171	5,0110
7	5,9031	1,6716	60	5,0103	109	1,1902	9,5171	5,7265
8	5,9031	1,6716	60	5,0103	109	1,1902	9,5171	4,8099
9	5,9031	1,6716	60	5,0103	109	1,1902	9,5171	6,1561
10	5,9031	1,6716	60	5,0103	109	1,1902	9,5171	5,7503
<i>Gauß-Norm</i> $Q_G$			Kreismittelpunkt $x_M$			Kreismittelpunkt $y_M$		
0,067241 mm			7,8758 mm			1,7033 mm		

### Ergebnisse der Radiusberechnung



**Bild 11:** Ergebnisse der berechneten Radien für fünf verschiedene Sternäherungen

## 5 Zusammenfassung

Der vorliegende Artikel beschreibt einen Algorithmus, der ein Gerade-Kreis-Gerade-Profil ganzheitlich und mit stetigen Übergängen nach der *Gauß-Norm*  $Q_G$  approximiert. In den Algorithmus ist eine automatische Trennung integriert, die eine Zuordnung der Einzelprofile zu den entsprechenden Regelgeometrien

Gerade und Kreis ermöglicht. Das Verfahren verhält sich bei stark vom Ergebnis abweichenden manuellen Startnäherungen für die getesteten Gerade-Kreis-Gerade-Profilen robust und konvergiert zuverlässig. Ein geringer Punktabstand erscheint sinnvoll, da nur so ein weicher Übergang der sich verändernden Indizes möglich ist. Es erscheint sinnvoll, dieses automatisierte Verfahren bei manueller Auswertung einzusetzen, um den individuellen Einfluss eines Bedieners zu minimieren. Gegenüber einem herkömmlichen Soll-Ist-Vergleich ist es möglich einen konkreten Kennwert an eine Qualitätsregelung zurückzuliefern.

## Literatur

- [1] Goch, G.: Algorithm for the combined approximation of continuously differentiable profiles composed of straight lines and circle segments. *Annals of the CIRP* 40 (1991), Nr. 1, S. 499-502.
- [2] Hadrich, M.: Tschebyscheff-Approximation von Formelementen der Koordinatenmesstechnik. Technische Universität Dresden, Dissertation, 1994.
- [3] Goch, G.: Efficient multi-purpose algorithm for approximation- and alignment-problems in coordinate measurement techniques. *Annals of the CIRP* 39 (1990), Nr. 1, S. 553-556.
- [4] Weckenmann, A.; Gawande, B.: *Koordinatenmeßtechnik. Flexible Meßstrategien für Maß, Form und Lage.* Carl Hanser Verlag, München, 1999. - ISBN 3446179917.
- [5] Lübke, K.; Goch, G.: Berechnung von Konizität und Hüll- und Pflerchkegel mit modifizierter Tschebyscheff-Approximation. In: Goch, G. (Hrsg.): *XXIII. Messtechnisches Symposium des Arbeitskreises der Hochschullehrer für Messtechnik e.V. (AHMT), Bremen.* Shaker Verlag, Aachen, 2009. - ISBN 978-3-8322-8491-6, S. 79-92.
- [6] Goch, G.; Lübke, K.: Tschebyscheff approximation for the calculation of maximum inscribed/minimum circumscribed geometry elements and form deviations. *Annals of the CIRP* 57 (2008), Nr. 1, S. 517-520.
- [7] Ahn, S. J.: *Least squares orthogonal distance fitting of curves and surfaces.* Universität Stuttgart, Dissertation, 2004.
- [8] Kolaczia, W.: Das Problem der linearen Ausgleichung im  $R^2$ . *tm - Technisches Messen* 73 (2006), Nr. 11, S. 629-633.
- [9] Balsamo, A.; Mana, G.; Pennechie, F.: On the best fit of a line to uncertain observation pairs. *Metrologia* 42 (2005), S. 376–382.

# **Inhärent Robuste Konzepte für A/D-Wandler Basierend auf Biologisch-Inspirierten Pulsenden Neuronennetzen und Rangordnungskodierung - Eine Fallstudie**

## **Inherently Robust ADC Concepts with Biologically Inspired Spiking Neural Networks using Rank Order Coding - A Case Study**

Abhaya Chandra Kammara, Jürgen Hornberger and Andreas König

Institute of Integrated Sensor Systems, University of Kaiserslautern  
Email: ([abhay];[koenig])@eit.uni-kl.de; hornberg@rhrk.uni-kl.de

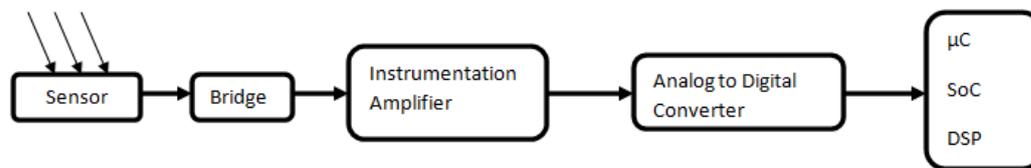
### **Abstract**

Sensor signal conditioning and AD-conversion are small but crucial steps mandatory for measurement and instrumentation systems as well as the rapidly growing embedded systems field. Tight constraints conversion speed, resolution, accuracy, low-power and low-cost have to be met. Robustness with regard to drift, aging, hard and soft defects, cross-talk, and general noise has to be achieved for dependable embedded and sensory systems, in particular, for modern devices in aggressively scaled technologies. Reconfiguration and self-x features like self-trimming has long entered analog and mixed-signal design to cope with these challenges. However, main stream electronics still rely on vulnerable amplitude coding. In contrast, biological systems employ early conversion of sensory readings to pulse codes and adaptive processing. In our research, we investigate the exploitation of such concepts from biology and brain-style computing research for alternative sensor signal conditioning and conversion systems, separated in to sensor-to-spike (S2S) spike-to-digital (S2D) conversion stages. In this paper, we focus on rank order coding, which has promising performance and scaling parameters, and present a first emerging, hybrid prototype, where the S2D conver-

sion is implemented on an FPGA while the more delicate the S2S part is behaviourally modelled in BRIAN simulator. This model is currently refined and 0.35 mm CMOS library cells are elaborated to implement and manufacture the S2S part and complete the hybrid demonstrator. Assessment of the concept using, e.g., AMR-sensors from other research, will serve for circuit refinement and extension to an attractive SOI technology will be pursued in future work.

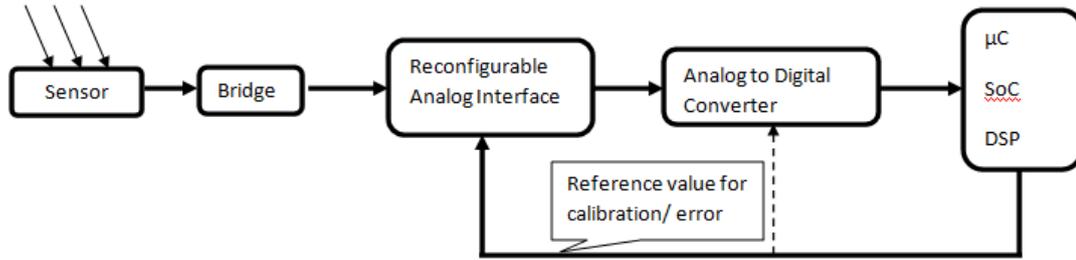
## 1 Introduction

Over the years many concepts have been put forward in the field of signal conditioning. In traditional signal conditioning systems components generally worked independent of each other, a standard ADC as a part of a sensory data acquisition system is shown in Fig.1. Now ADC's are developed with a focus on high sampling rate, resolution and low power. Some of the latest advances in ADC design in industry make use of multiple ADCs to improve performance [3] but with the decrease in size of integrated circuits reliability becomes a bigger issue.



**Figure 1:** A traditional signal conditioning system

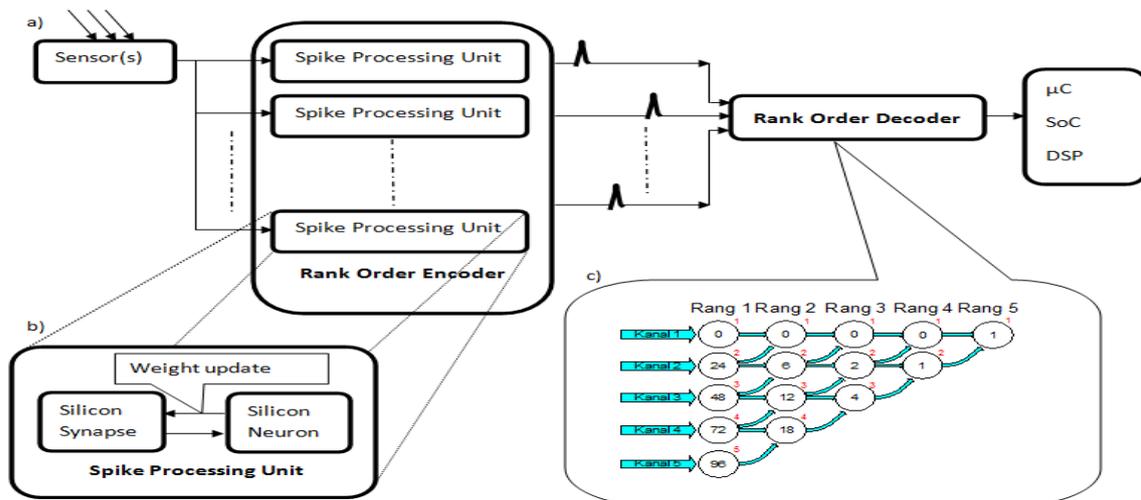
The ITRS roadmap [1] shows the rapid scaling of technologies increasing the vulnerability to noise, These problems have been reduced using evolvable/reconfigurable/self-x systems. In these types of signal conditioning systems the components are interdependent on each other with programmable inputs. This type of signal conditioning system can be described by Fig.2. The ADC's used in such systems have various values that can be controlled like resolution, supply voltage etc. One good example of such an ADC is the ZoomingADC of SEMTECH [4].



**Figure 2:** A self-x signal conditioning system

However all these methods still use amplitude coding techniques which are highly vulnerable to noise. We can also see that adaptiveness is missing in this generation of systems. We also face challenges because of unreliable devices of technologies with extremely low feature size. The next step would be to have signal conditioning and conversion which can be robust to noise, fault-tolerant, programmable/adaptive and are capable of doing pre-processing of the input signal to obtain dependable embedded and sensory systems. Here bio-inspired techniques come in handy as they are considered inherently robust [25][26]. There are many sensors which provide a direct spike output which can be directly integrated to a bio inspired spike processing system.

The success of sigma delta modulation has given rise to other similar schemes [16] through the use of pulsed coded neural networks (PCNN). With the use of Integrate and Fire neurons research groups [5][6] figured out new ways of coding analog values into spike patterns. It has been discovered that rate coding cannot be the only type of coding used in neurons since the speed of information processing is faster than the speeds possible with this coding. There have been implementations of circuits which use rate coding [28], however these methods utilize more power and time as compared to spike coded methods. Time encoded signals are limited as precision plays a very important role in decoding of such a data. One way to solve this problem is using a group of neurons and code the analog signal by adjusting the weight of the spike according to their “address”, so called place coding. Thorpe and his group [7] suggested the principle of rank order coding. This model uses the firing order of  $N$  neurons to code one of  $N!$  possible quantized states of an analog signal.



**Figure 3:** (a) Process flow diagram of the neuromorphic ADC (b) A spike processing unit (c) 5 Channel Rank Order Decoding Algorithm

This type of coding promises a high increase in resolution by only adding a small amount of neurons. This idea of using a Rank Order Coding for ADC has been probed by Häflinger and Aasebø in 2004 [8]. However, as far as encoding is concerned the authors haven't shown the working of what would appear to be the most sensitive part, i.e., the analog to rank order conversion performed by an analog demultiplexer and a set of I&F neurons. While the latter has been explained the functionality of the former remains unknown. We were also unable to find a complete assessment of the presented implementation with regard to common components specifications. Our research objective is, to complete and improve this approach, in particular based on more timely technologies with very low feature size and correspondingly degraded device reliability, and completely assess it. In this work we investigate the design of Rank-Order-Coding in signal conditioning and analog to digital conversion, where we try to convert the analog output of a sensor element (here an AMR bridge sensor) into a digital number with the help of rank order coding, considering effects like speed, drift and robustness. At first glance this kind of coding seems to be inherently robust due to fact that the information is only coded in order of which the spikes occurs not in the exact latency or the shape of a spike. With only one spike per channel the amount of spikes is pre determined which can be used to develop error compensating structures.

This paper is starting with a discussion on the problem of neural coding and the reason we chose the rank order coding followed by the investigation of the implementations of Rank Order Encoder and Decoder.

## 2 The Problem of Neural Coding

In neurobiology there has been a vast study about information processing inside the human brain. There are many coding schemes for neural transmission which can be primarily divided into Rate coding, Time coding and Place coding. The difference between these coding methods has been explained by Thorpe and Gautrais [9]. While the principle of using firing rate was first introduced by Adrian in 1926 [10], it has been discussed by Rieke in 1990 [11] that rate codes cannot contain all the information needed by the visual system of a blowfly. In the beginning of the 90's a lot of time coding methods had been discussed, where in some cases you only need one spike to get all the data you need (time-to-first-spike). This has given birth to a search for alternative coding schemes. Depending on the requirement the effectiveness of such codes can vary dramatically. Not only for electrical circuit-design purposes but also some experimental evidence suggested different type of coding for different parts of the body [12]. In 1986 Hopfield and Tank [13] made the step to confront the problem of a neural network with the use of an ADC regarding the transfer of an analog signal into a spike code with the help of a binary coding style. Based on this work other groups [14] suggested other methods with the almost same coding style to improve the work. In [5] a possibility of using spike position modulation is discussed. In this case a binary word is hidden inside a pulse stream depending on the phase (location of the spike).

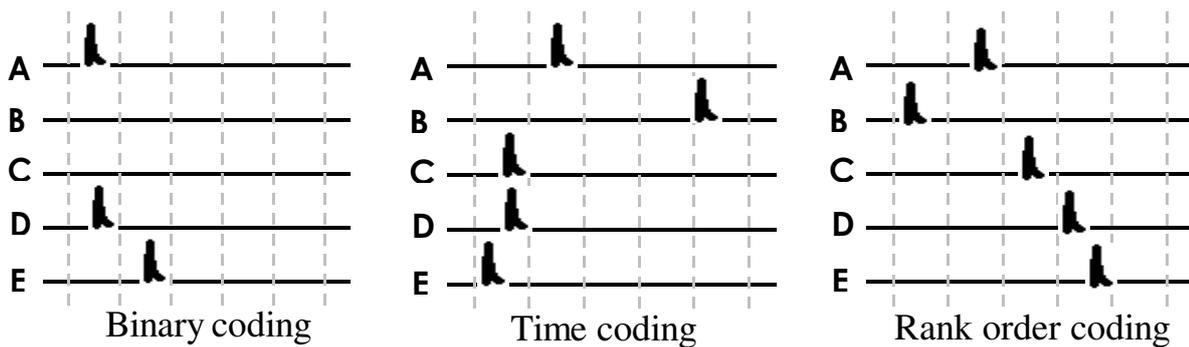
For data transmission pulse modulated signals are considered as very robust and reliable which are urgent parameters in the wide field of electrical measurement of analog to digital conversation. Reyneri [16] investigated different pulse modulations, like pulse width or pulse density modulation, mainly used in communication approaches and showed some hardware implementations of Artificial Neural System (ANS) based on pulse streams. In our studies we compared different types of pulse stream modulations with approaches used in the field of neuro-computing like time to first spike to find a suitable type of coding for a parallel, robust data harvesting which can still compete with modern ADC methods such like sigma delta or successive approximation in terms of resolution and speed.

To give a clear example of place coding we refer to [22]. Landolt makes use of a coding scheme where every element in a population belongs to a special output value. By adjusting the amplitude of the elements he transfers the information into

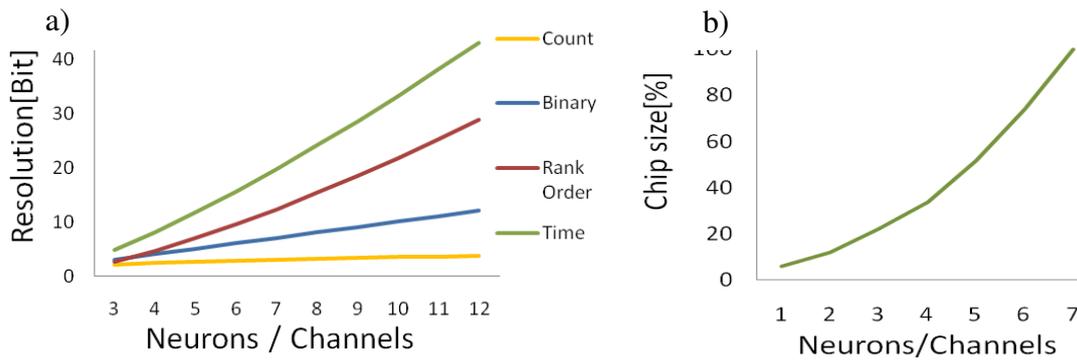
spike domain. He also explains some basic fuzzy logic control implementations for this.

With these specifications we concentrated on a type of neural coding used by [17] for pattern recognition so called rank order coding. This technique represents the information inside the order of which a fixed amount of Spikes are arriving, so it can be seen as a mixture between time and place code but without the need of an exact timing. Rank order coding comes from the observation that neurons with a stronger stimulation tend to spike earlier and the idea of using population of neurons where neurons influence each other.

There are  $N!$  possible orders for  $N$  neurons to spike, each order codes a different value. The resolution gain for adding more channels/neurons has a clear advantage over the usual count code and is “almost” as good as using a time coding. Time coding can convert up to  $R^N$  possible values with  $R$  as ratio between the total amount of time for one transmission and the precision to locate one spike. Binary coding only has  $2^N$  possible states while count coding is the least effective one with  $N+1$  states, regarding to the assumption of using  $N$  channels with a maximal fire rate of one spike per channel. The Reason to do so was claimed by Thorpe [17], who said that the individual processing stages between the retinal photoreceptors and the brain only have an average of 10 ms to operate with a cortical neural fire rate above 100 Hz. This leads to an average of less than one spike per neuron. Furthermore these types of coding don't necessarily need a refractory period when used in artificial neural networks (ANN).



**Figure 4:** Three different coding types for the same amount of channels ( $N=5$ ) and the same input state (“25”). The total length is five times the precision used for a time code.

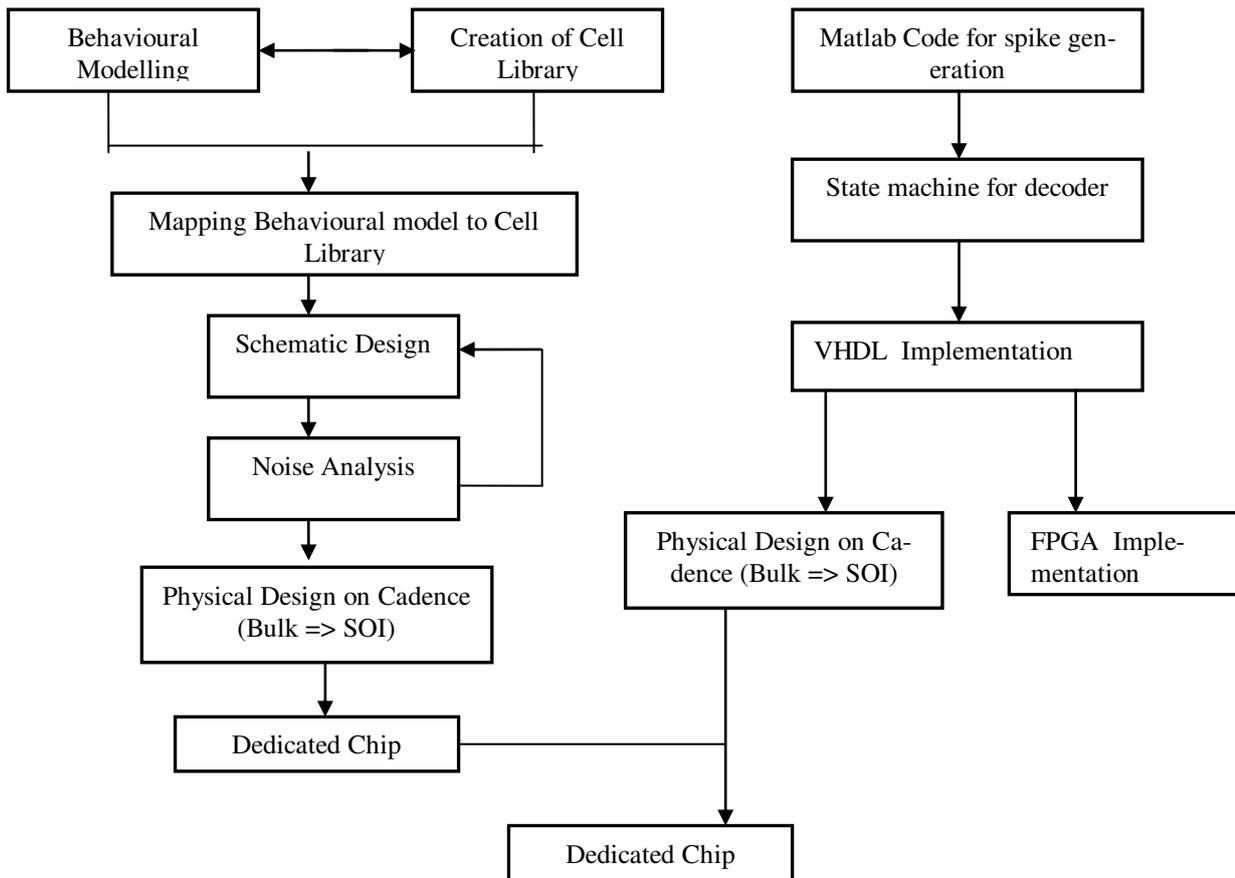


**Figure 5:** (a) Shows the resolution of four coding schemes with N channels and one spike per Channel (b) The increase of the chip size for a rank order decoder in percentage.

Some of the advantages of rank order coding are the robustness against an overall delay of all channels and phase jitter as long as the order keeps the same. You also have around 90% of the overall information with only the first two Spikes as the information provide by a spike is not equal over all ranks.

### 3 Rank Order Encoding

Rank encoding has been used in software before mostly for sound, image and object recognition systems [18] [17]. The focus of this work will be to make use of the various advantages of spiking neurons mainly focussing on creating a robust system. Rank coding is considered as a robust coding method as described before. A main advantage of using neural networks is the fact that noise actually helps in better performance of the system [19]. The modelling of neurons for noise has been explained well by Gerstner [2]. The goal is to design a VLSI rank encoder which makes use of these advantages. This is done with the steps shown in Fig.6.

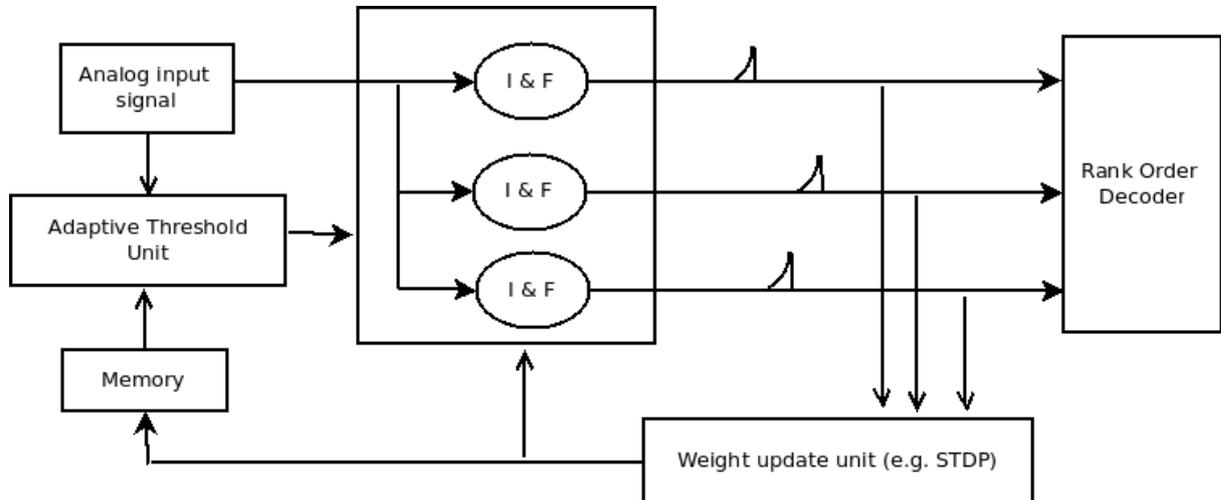


**Figure 6:** Shows the planned work flow for this work

### 3.1 Simulator

In this work we are making use of Brian simulator [15] to create a rank order encoding on a behavioural level. While there are various simulators which are being used for simulating spiking neurons on various levels Brian simulator stood out for its simplicity of use and support on most platforms. We are not looking at perfect replication of biological phenomena. We want to make use of concepts of biology that have their advantages and combine it with analog/digital electronics wherever it is profitable. At present we have a first-cut of a behavioural model for rank encoding as shown in Fig.7 with the adaptive threshold unit yet to be designed. This adaptive threshold unit makes use of a dynamic thresholding method where the unit provides the values for each neuron depending on the input analog signal creating the rank code, the thresholds and weights are also varied depending on concepts like Short Term Depression (STD) etc. The weight update unit calculates and updates the weight of each neuron using STDP. The memory unit

stores the various updates of variables used in STDP (spike time dependent propagation), NMDA, STD (Short term depression) etc. We are interested in investigating different methods to approach the problem before we finalise on one model for a hardware implementation.

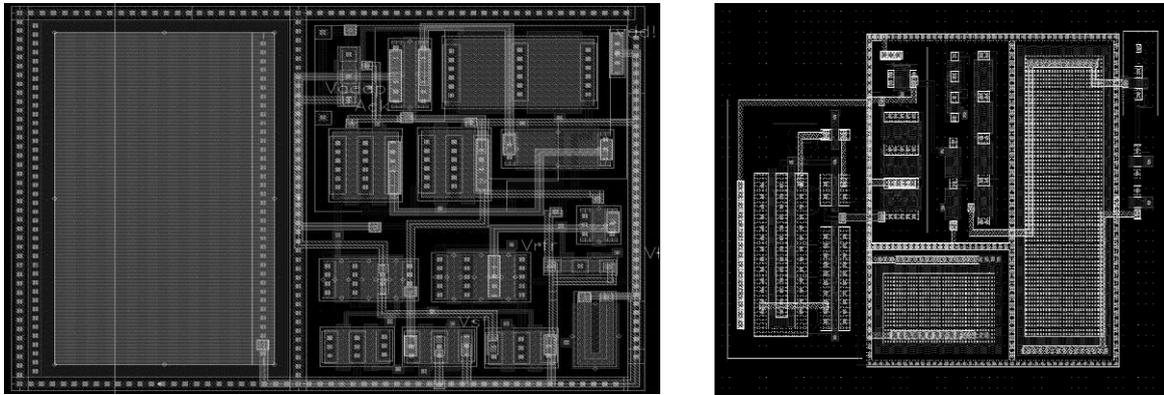
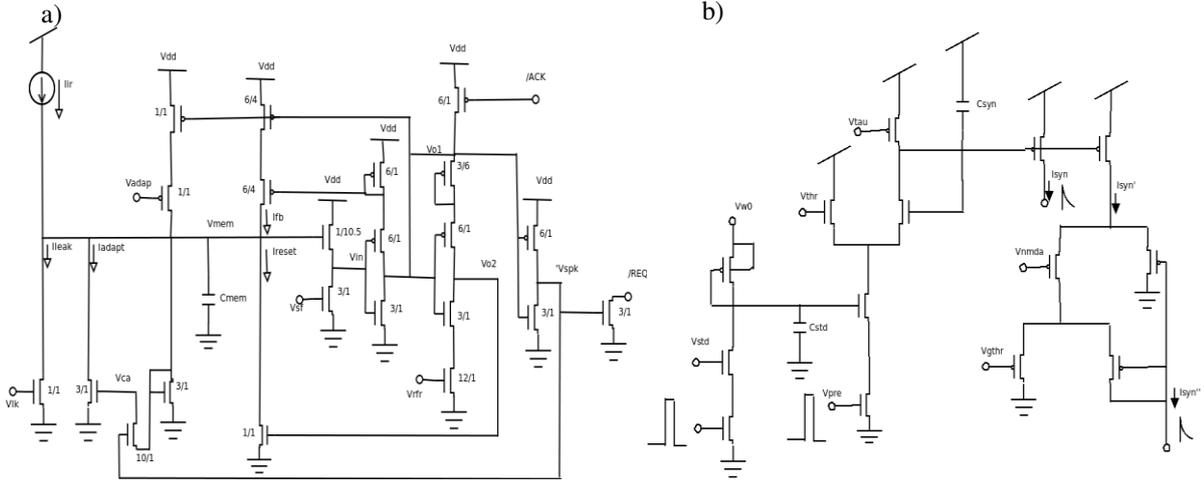


**Figure 7:** Prototype behavioural model of the rank encoder

### 3.2 Emerging Cell Library of Basic Analog-VLSI Neural Components

The cell library is currently being created on Cadence DFWII 0.35  $\mu\text{m}$  bulk CMOS technology, this will also be moved to SOI technology in future. At present the cell library consists of an integrate and fire neuron, cells implementing plasticity (STDP), NMDA receptor and STD (short term depression). The layout of these structures can be found in Fig.8.

Integrate and fire neuron implicitly implements a time coding which forms the basis of rank order coding method. The NMDA receptor is used for coincidence detection with intrinsic noise tolerance [20]. The circuits used for integrate and fire neuron, STDP, NMDA, DPI are taken from [21] [17].



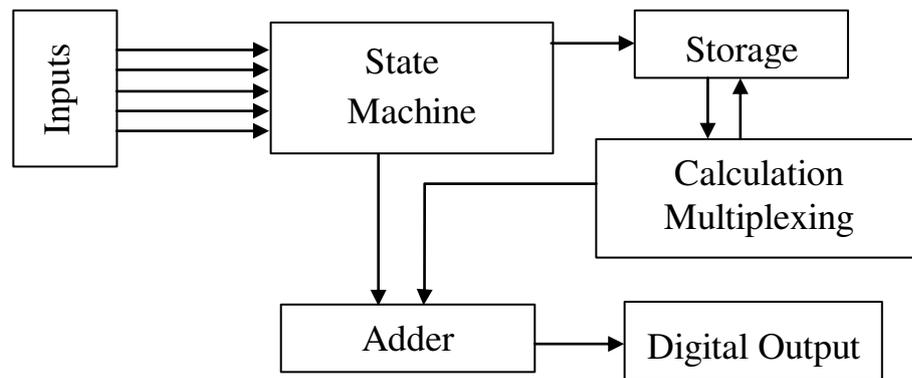
**Figure 8:** (a) Integrate and fire neuron (b) STDP, NMDA, STD circuit

## 4 Rank Order Decoding

To design a decoder on chip level we developed a state machine in VHDL with the help of Quartus II. For the first test we only used five channels which lead to a state machine with six states (one for each rank and one for a global reset). Every pulse created in one of five channels triggers the circuit and is stored according to their channel number and rank position. With five channels rank order coding (Fig.4) can convey up to 120 different values where the smallest input value '1' gets the order ABCDE and the highest '120' gets the reverse order EDCBA . The formula to calculate the Output is given as:

$$\text{Sum} = 1 + \sum_{i=1}^N (\text{rng}[i] - 1) \cdot (N - i)! \quad (1)$$

In this case  $rng[i]$  is the channel number of rank  $i$ . Every rank the amount of possible channels which can produce a pulse decreases by one, so that channels with a higher value than the active channel will drop down one position, this is done by simple multiplexers. The algorithm to create a deterministic output for every given input state is shown in Fig.3c. The decoder was designed in asynchronous digital logic to avoid having a clock above 1 GHz and the output of the sensor doesn't necessarily need to be synchronized with the decoder as the data transfer starts with the first and ends with the last spike and automatically resets for the next sample unlike [8]. When the fifth and last pulse occurs the circuit will calculate the output from the four previously taken pulses as the last spike won't yield any information besides the end of a transmission. In this state the output will be calculated by a simple adder structure which uses at least 10 ns to present the result with eight inputs, this leads to the minimum of time needed between two pulses.

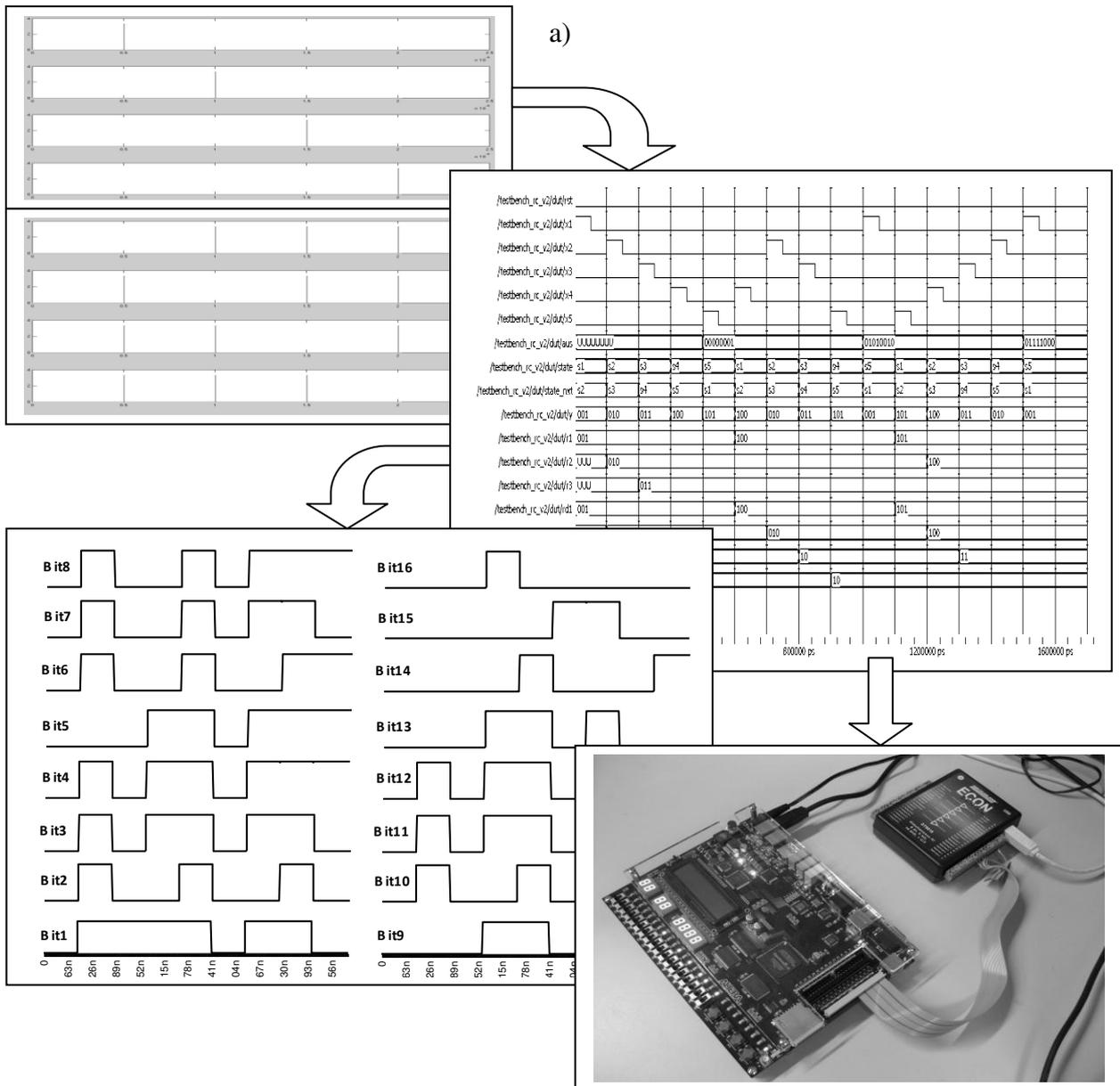


**Figure 9:** Block schematic of the rank order state-machine

After simulating the rank order decoder on RTL Level we created the circuit in a 0.35  $\mu\text{m}$  CMOS Technology which consists of customized digital logic cells and eight input channels. The actual encoding part to create such input stimuli has been created in MATLAB so far and will be used till we get a prototype for our encoder.

We designed an interface to create different type of pulse streams with adjustable parameters. The best sampling rate we acquired with 16 Bit resolution was up to 10 MHz while using optimal pulses with a definite length of 5 ns, fall/rise time of about 1 ps and a pause between the pulses of also 5 ns. The digital output can be seen in Fig.10c for the values 3823; 1; 40221; 16383; 16384; 22749; 255 und 8888. Recently we assigned the state machine to a FPGA with getting first results

that our rank order decoder is working but due a lack of having a unit which can produce such spikes with a period of some nanoseconds, we can't prove the speed of such a decoder on hardware level just now.



**Figure 10:** Flow chart of the Rank Order Decoder processing steps: a) Stimulus and antagonistic stimulus import from MATLAB for 4 Channels b) Timing analysis in VHDL (QuartusII) for 5 Channels c) 16 Bit Result of an 8 channel decoder extracted from Cadence DFVII d) FPGA and Data Acquisition Unit of the low-cost hardware prototype

The error compensating will take place between encoding and decoding part. This is only implemented in MATLAB so far, but using approaches like redundant antagonistic channels or a system to count the number of spikes located in one channel to verify if one or more spikes are missing/not detected are just the starting point. The antagonistic part could be designed by using the same amount of additional channels where all neurons spike beside the active one. In this case a not existing level difference between the two corresponding channels could automatically indicate an error.

## 5 Conclusion

In our work, we have investigated alternative concepts of signal conditioning and conversion, which are most promising with regard to programmability, adaptivity and robustness for future dependable embedded and sensory systems. This will mostly be handling the problems present in the self-x systems. We have implemented adaptive integrate and fire neurons, synapses and STDP circuits [17] which form the building blocks of the spike processing unit an essential part of the Rank encoder. This design supports the characteristics of latency (time to first spike) coding and can be used with a rank order decoder. An 8 channel Rank Order Decoder using asynchronous logic which represents rank coded information as a digital number was designed in Cadence DFVII (Austria Microsystems 0.35 $\mu$ m CMOS) technology. First results show that one of  $8! = 40320$  states (15.3 Bit) can be decoded from a rank order signal into digital with a data transfer rate of below 100 ns, while only using a total amount of eight spikes. The speed we are looking to achieve lies ideally in the medium speed category between 100 kHz and 1 MHz sampling rate. This kind of approach can lead to design of ADCs with high speeds, resolution and high reliability. The Rank Order Decoder was designed in VHDL-code so we can simply configure a FPGA for hardware and timing analysis on a lost cost prototype. The next step would be to implement a Rank Order Encoder on a dedicated chip which can convert a single channel analog code from a sensor into a multi channel temporal code. After obtaining a dedicated chip in SOI technology for Rank Encoder further testing will be done making use of the inputs from AMR sensors used by another research in our department. Later both the decoder and encoder will be integrated in one dedicated chip which may also contain an integrated sensor cell as shown in Fig.6.

## References

- [1] ITRS Roadmap, <http://public.itrs.net/> .
- [2] W. Gerstner and W.M. Kistler: Spiking Neuron Models. Single Neurons, Populations, Plasticity (pp 15-28). University of Cambridge. Published by the Press Syndicate of the University of Cambridge (2002), ISBN: 0 521 81384 0.
- [3] T. Neu and G. Christiansen: High-speed A/D converter SNR beyond the state of the art, Planet Analog magazine, 2007. [www.planetanalog.com](http://www.planetanalog.com) (Last visit 09.05.2010).
- [4] SEMTECH: ZoomingADC<sup>TM</sup> for Pressure and Temperature Sensing0SX8724. <http://www.semtech.com/sensors-signal-conditioners/signal-conditioners/sx8724/>
- [5] H. Hamanaka, H. Torikai, and T. Saito, Spike position map with quantized state and its application to algorithmic A/D converter, in Proc. Int. Symp. Circuits Syst. Vol. 4, pp. IV-673IV-676, May 2004.
- [6] R. Sarpeshkar, R. Herrera, and H. Yang, A current-mode spike-based over-range-subrange analog-to-digital converter, in Proc. Int. Symp. Circuits Syst. Vol. 4, pp. 397400, May 2000.
- [7] S. Thorpe, A. Delorme and R. Van Rullen: Spike-based strategies for rapid processing Neural Networks, Vol. 14, No. 6-7, 9 July 2001, Pages 715-725, ISSN 0893-6080.
- [8] P. Häfliger and E. J. Aasebø: A Rank Encoder: Adaptive Analog to Digital Conversion Exploiting Time Domain Spike Signal Processing. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 40, 39-51, 2004.
- [9] J. Gautrais and S. Thorpe: Rate coding versus temporal order coding: a theoretical approach, Biosystems, Vol. 48, No. 1-3, Pages 57-65, November 1998, ISSN 0303-2647.
- [10] E.D.Adrian and Y.Zotterman: The impulses produced by sensory nerve endings, The Journal of physiology, Vol. 61, No. 2, pp. 151-171, April 1926.
- [11] W. Bialek, F. Rieke, R. R. de Ruyter van Steveninck and D Warland: Reading a Neural Code. University of California, Berkley, USA. Department of Biophysics, Groningen, Niederlande. Science Vol. 252, No. 28, pp. 1854 - 1857 June 1991.

- [12] R. VanRullen, R. Guyonneau and S. J. Thorpe: Spike time makes sense, Trends in Neurosciences, Volume 28, Issue 1, January 2005, Pages 1-4, ISSN 0166-2236.
- [13] D.W.Tank and J. J. Hopfield: Simple “Neural” optimization networks: an A/D converter, signal decision circuit, and a linear programming circuit; Artificial neural networks: theoretical concepts. Pages 87-95, 1988, ISBN: 0-8186-0855-2.
- [14] P. Daponte: A Full Neural Gray-Code-Based ADC, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 45, No. 2, April 1996.
- [15] D. Goodman and R. Brette: Brian: a simulator for spiking neural networks in Python. Front. Neuroinform. doi :10.3389/neuro.11.005.2008, 2008.
- [16] L. M. Reyneri: A Performance Analysis of Pulse Stream Neural and Fuzzy Computing Systems. IEEE Transactions on Circuits and Systems 11: Analog and Digital Signal Processing, Vol. 42 No.10, Italy, October 1995.
- [17] C. Bartolozzi and G. Indiveri: Synaptic Dynamics in Analog VLSI, Neural Computation, Vol. 19 No. 10 Pages 2581-2603, 2007.
- [18] P. C. Reeves, B. D. Farkas, J. J. Jones and A. I. Gonzales: ROCIT: A Visual Object Recognition Algorithm Based on a Rank-Order Coding Scheme, Sandia National Laboratories, June 2004.
- [19] J. Vreeken: Spiking neural networks, an introduction; Utrecht University, 2003.
- [20] J. Perez-Orive, M. Bazhenov and G. Laurent: Intrinsic and Circuit Properties Favor Coincidence Detection for Decoding Oscillatory Input, The Journal of Neuroscience 24 Pages 6037-6047, June 30.
- [21] G. Indiveri: A VLSI Array of Low-Power Spiking Neurons and Bistable Synapses With Spike-Timing Dependent Plasticity, IEEE Transactions on Neural Networks, Vol. 17, No. 1, Pages 211-221, January 2006.
- [22] O. Landolt: Place Coding in Analog VLSI. Neuchâtel, Schweiz. Kluwer Academic Publishers Group, July 2008, ISBN: 978-0-7923-8194-5;
- [23] B. Bwali: Software implementation of Rank Order Coding for implementation in neural hardware, ongoing master thesis at the Institute of Integrated Sensor System, University Kaiserslautern, 2010.
- [24] Srinidhi Udipi : Investigation of spiking neural hardware A TESYS project at the Institute of Integrated Sensor System, University Kaiserslautern, 2010.

- [25] T. Constandinou, P. Degenaar, D. Bradley, and C. Toumazou: An on/off spiking photoreceptor for adaptive ultrafast/ultrawide dynamic range vision chips, in Biomedical Circuits and Systems, 2004 IEEE International Workshop on, pp. S1/6–9–12, 2004.
- [26] A. Bermak: International Journal of robotics and automation, Special issue on neuromorphic systems 19, 197 (2004).
- [27] Kai Lutz, Robert Freier, Andreas König: Studie zur Optimierung des Verlustleistungsbedarfs autonomer, drahtloser, integrierter Sensornetzwerke durch Erweiterung des Ruhemodus auf die Sensorik, AHMT 2010.
- [28] J. Doge, G. Schonfelder, G. Streil, and A. König, Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on 49, 155 (2002).

# Drahtlose Netzwerke und Messsysteme

# **Lokalisierungssystem für energieeffiziente Sensorknoten für flüssigkeitsgefüllte Industriebehälter auf der Basis magnetischer Sensorik**

## **Localization System for Low Power Sensor Nodes Deployed in Liquid-Filled Industrial Containers Based on Magnetic Sensing**

Kuncup Iswandy, Stefano Carrella, and Andreas König

Institute of Integrated Sensor Systems, University of Kaiserslautern  
Tel. +49(0)631-205 3124, E-Mail: {*kuncup; carrella; koenig*}@eit.uni-kl.de

### **Abstract**

Location of wireless sensor nodes is a crucial aspect to understand the context of the measured values in industrial processes. Numerous existing technologies, e.g., based on radio frequency (RF), light, acoustic waves, and magnetic fields have been developed and adapted for requirements of localization in wireless sensor networks (WSN). In particular, for liquid media in industrial containers, many of these localization technologies are not applicable. Therefore determining the location of sensor nodes becomes very challenging in such cases. In this paper, a localization concept based on intelligent magnetic sensing system using triaxial Anisotropic Magnetoresistive (AMR) sensor with switched coils is presented. One focus on this paper is to extend our localization concept by employing extremely low power sensor electronics and duty-cycle approach. The measurement volume with diameter of 350 cm and height of 250 cm is scaled up from our previous work by more than factor two. In tentative measurements, an average localization error of approximately 18 cm could be achieved. In future work, we will scale our approach to larger industrial container size, e.g., required for beer brewing industry and increase the accuracy and measurement speed by timely electronics and calibration.

# 1 Introduction

Recently, employment of wireless sensor nodes proves to be an effective technique for a wide range of applications, e.g., environmental and manufacturing process monitoring, medical diagnosis, military, and ambient intelligence. One crucial aspect shared by all of these applications is the location of sensor nodes [1]. If the accurate location of the event is known, the information of events detected and reported by WSN can be meaningfully assimilated and responded to. Therefore, a need of reliable localization methods emerges from this requirement, especially for industrial container filled by liquid.

Many localization techniques implemented for underwater WSN have been proposed to allow estimating node location assisted by a set of anchor nodes. This anchor is defined as a node that is aware of its own location, e.g., through a global positioning system (GPS) or manual deployment at a point with known position [2]. However, the usage of GPS has become impractical solution for our application.

Some alternative technologies used for WSN localization can be classified based on the underlying physical principles, e.g., light, acoustic waves, and magnetic fields. The applicability of localization technologies depends on the constraints of environment. The usage of RF for localization spends more energy in the sensor nodes and can result in high attenuation of radio wave caused by materials, e.g., steel, copper, or liquid. The capability of optical technology, in particular infra-red (IR) and ultraviolet (UV) light, could be decreased when implemented in the rough environment, which contains opaque materials such as smoke, dust, or muddy liquid. Possible impact to the industrial process must be considered as well, especially for UV light. The effect of reflection or scattering of air bubbles can reduce the capability of acoustic waves for localization in underwater. Magnetic fields are suitable for WSN localization in the liquid media, since the magnetic fields can penetrate materials such as water and numerous stainless steels, without suffering from high attenuation or distortion. The concept of magnetic tracker has been widely used for medical applications by locating a magnetic marker inside the body [3]. However, this method is restricted to small number of sensor nodes. Recently, the employment of magnetometers for localization of underwater sensors has been reported in [4], where the magnetometers were used to track the magnet dipole of a vessel. The trajectory of the vessel movement and the sensors was simultaneously estimated by

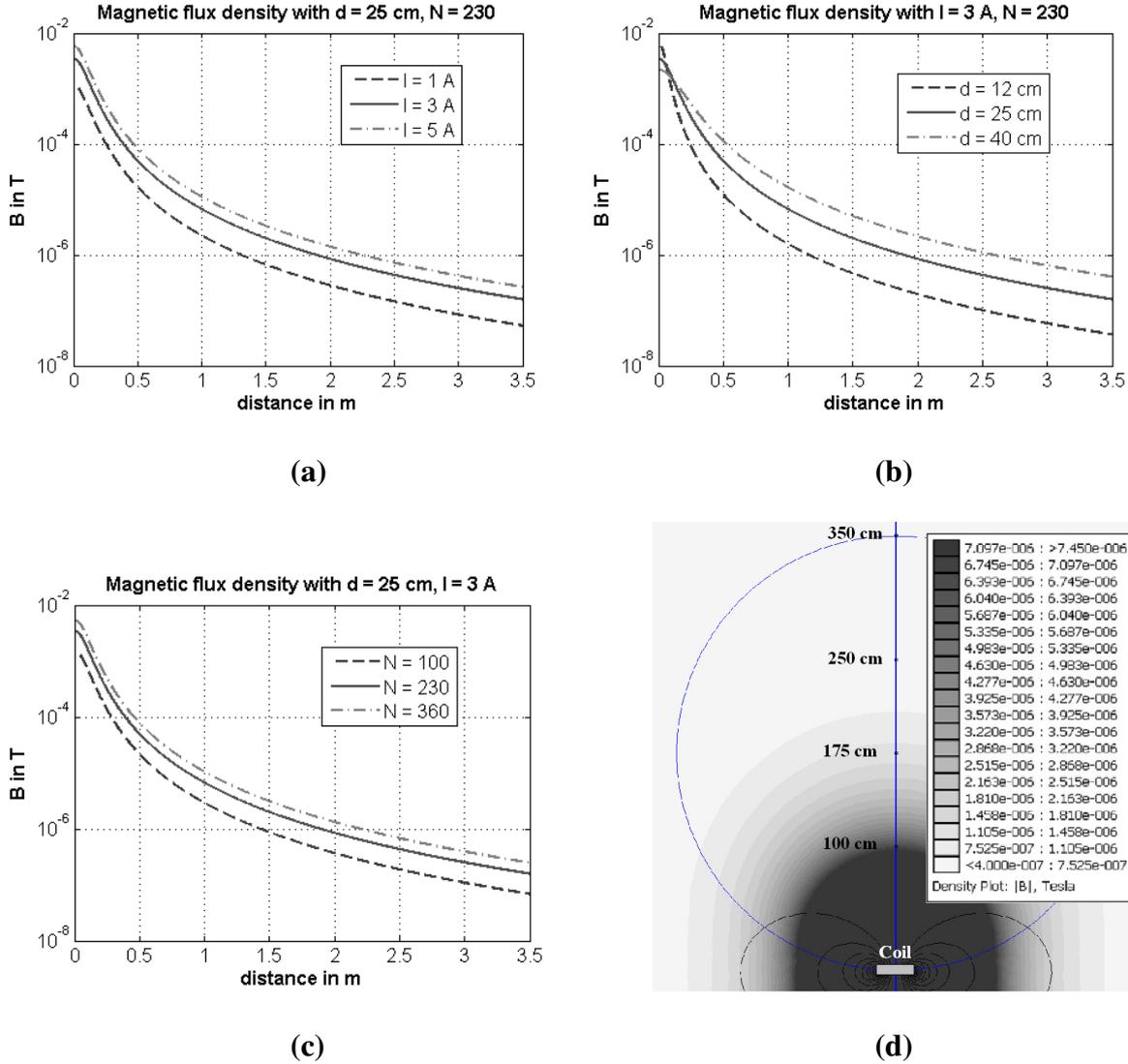
an extended Kalman filter. In this method, the past measurement results also considered for estimating the current position.

Here, we advance our introduced localization method [5] based on an intelligent magnetic sensing system using triaxial Anisotropic Magnetoresistive (AMR) sensor combined with range-based localization algorithm. The aim of this paper is to design a low power localization concept for autonomous wireless sensor nodes, which can be applied in the rough environment, in particular, for industrial containers filled by a liquid.

## **2 WSN Localization based on Magnetic Sensing System**

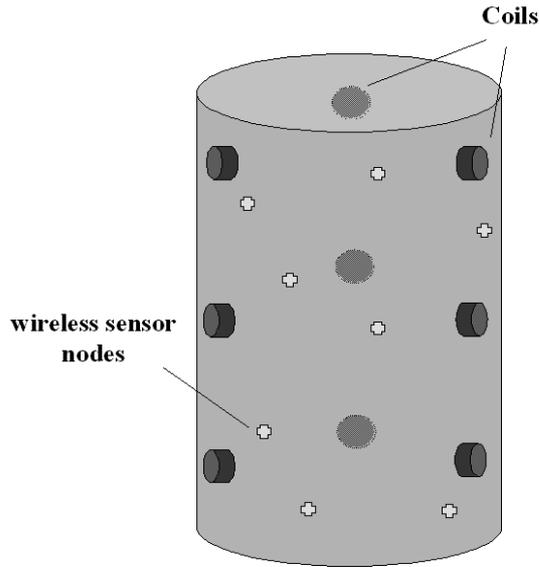
The design and placement of the coils are arranged in such a way that high flux densities (i.e., larger than 0.5 mT) in all possible sensor locations are avoided due to the maximum applicable field of Sensitec AFF755B AMR sensors [5, 8]. The curves of magnetic flux density with different current, number of windings and coil diameter versus the distance on the main axis of coil is shown in Fig. 1.

The coil arrangement can be in co-planar lines or circles around the container. The number and size of the designed coils depend on the size of an environment or a container as shown in Fig. 2, where each of the sensor nodes equipped with the orthogonal triaxial AMR sensor can measure the emitted magnetic fields from at least four coils to enable 3D localization. The direction of magnetization of permalloy layer can be set or changed by flipping. Since flipping of AMR sensors to eliminate offset requires high currents and consumes power, the polarity of the coil current is switched instead. Therefore, ternary quasi-DC currents through the coils are employed to generate magnetic fields. This process is intended to reduce the need for flipping and, thus saves node power. The current signal pattern is time multiplexed for the coils so that the fields are distinguishable from one another as shown in Fig. 3. For power saving, each AMR sensor is attached to an instrumentation amplifier, which has an enable function and current source to supply the sensor bridge. In the current implementation with slow AD8290 [7], the sensor bridge and electronics are switched-on during the whole localization cycle. In future improvements the AMR sensor should just be briefly activated when the transitions of each coil's switching have faded-off.

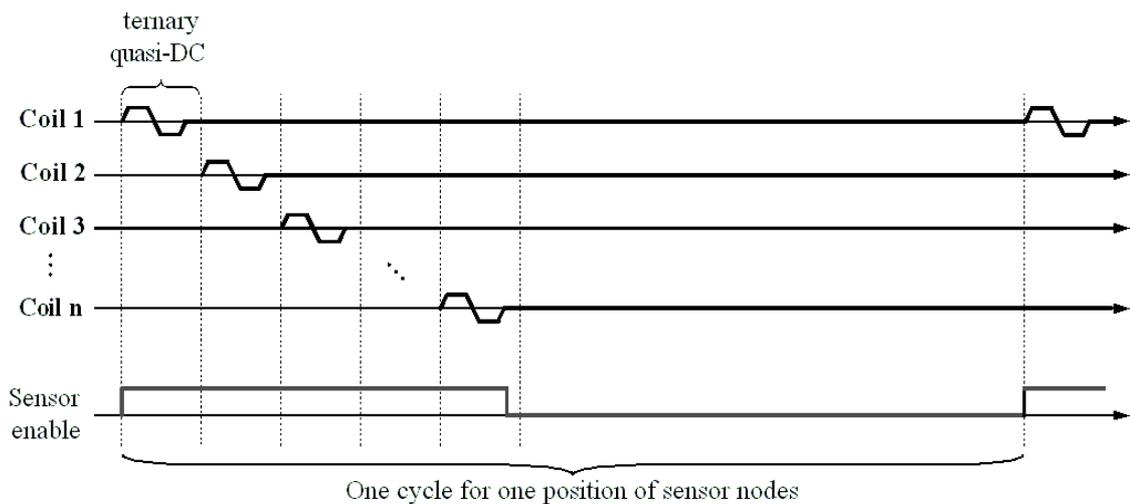


**Figure 1:** Curves of magnetic flux density with different specifications: (a) current, (b) number of windings, and (c) diameter of coils; (d) simulation of magnetic flux density in 2D with specification of coil: diameter of 25 cm and 230 windings.

Only the raw data measured by AMR sensors from the whole campaign is saved by each of the sensor nodes, when there is no urgent need for each of the sensor nodes to compute its location during measurement. This approach will minimize power, since the sensor nodes usually carry batteries of limited capacity, but it needs larger EEPROM memory. Using the ternary quasi-DC current, two different directions of magnetic field strength values of one coil are measured and each of the measurements requires 2 bytes of memory. Two localization algorithms, i.e., iterative non-linear mapping algorithm (NLM) and triangulation have been successfully applied to compute the location of sensor nodes [5, 6].



**Figure 2:** A placement of the coils at a container, where the size and number of coils can be scaled up with regard to the size of a container.



**Figure 3:** One cycle of the ternary quasi-DC current through multi-coil for determining sensor nodes position, and sensor enable (start up time of AD8290 requires 5 ms) used to activate the measurement.

## 2.1 Range-based Localization using Triaxial Magnetic Sensors

Our localization concept is based on distance-based approach (also called range-based). The distances between a node and coils are computed from the measuring values of a triaxial AMR magnetic sensor with respect to the emit-

ting coils applied as the static anchors. The coil positions are a priori determined by static placement around the infrastructure and used as absolute coordinates. The distance between sensor nodes and the anchors is computed as follows

$$V_i = \frac{V_i^p - V_i^n}{2}, \quad i = \{x, y, z\} \quad (1)$$

$$V_M = (V_x^2 + V_y^2 + V_z^2)^{0.5}, \quad (2)$$

$$B_M = (B_x^2 + B_y^2 + B_z^2)^{0.5} = \frac{V_M}{S \times V_s \times G}, \quad (3)$$

$$B_M = \frac{\mu_0}{2} \times \frac{n \times I \times R^2}{(R^2 + d^2)^{3/2}} \Rightarrow d = \left( \left( \frac{\frac{1}{2} \times \mu_0 \times n \times R^2 \times I}{B_M} \right)^{\frac{2}{3}} - R^2 \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (4)$$

where  $V_i^p$  and  $V_i^n$  are the measured value for positive and negative directions of current through a coil, respectively.  $S$ ,  $V_s$ , and  $G$  denote a constant value of sensor sensitivity, supply voltage, and gain of instrumentation amplifier, respectively.

## 2.2 Concept of Centralized versus Distributed Localization

The range-based localization algorithm computes the position of sensor nodes based on distance information between the sensor nodes and coils. There are two schemes in computing the localization algorithms, which can be applied in our application. The centralized localization, where all measurement values are sent to main station, is adopted based on an iterative non-linear mapping (NLM) to compute the location of sensor nodes in the *postmortem* evaluation. Another solution for low power localization, which can be embedded in the sensor nodes system, is based on triangulation method from distributed localization algorithm, which is less in computational effort than NLM.

In NLM, the relative coordinates of a sensor node and coils are iteratively obtained by preserving the inter-point distances of estimating coordinates with regard to the actual inter-point distances. The quality of the obtained relative coordinates is achieved by minimizing the total error between the estimated and original distances, which can be computed as

$$E = \frac{1}{\left(\sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N d_{i,j}^*\right)} \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N \frac{(d_{i,j}^* - d_{i,j})^2}{d_{i,j}^*}, \quad (5)$$

where  $N$  is number of coils and sensor nodes;  $d_{i,j}^*$  is Euclidean distance between two points in the actual values; and  $d_{i,j}$  is Euclidian distance between point  $i$ -th and  $j$ -th in the estimating coordinates. The coordinates of sensor nodes and coils obtained by NLM are relative coordinates, which need the linear conformal transformation to obtain the correct coordinates of sensor nodes. Pseudo inverse is applied to solve the linear conformal transformation matrix containing the translation and rotation from the computed coordinates to the actual coordinates of anchors (coils). This transformation matrix is then employed to find the correct coordinates of sensor nodes.

For 3D localization of sensor nodes, the triangulation requires only four distance values, which are computed from the magnetic flux density of the nearest four coils. Since our localization concept based on multi-coil, a sorting procedure is required to select the strongest four magnetic flux density values corresponding to the closest coils. The distance between a sensor node and a coil can be defined as follows

$$d_{s,c}^2 = (x_s - x_c)^2 + (y_s - y_c)^2 + (z_s - z_c)^2. \quad (6)$$

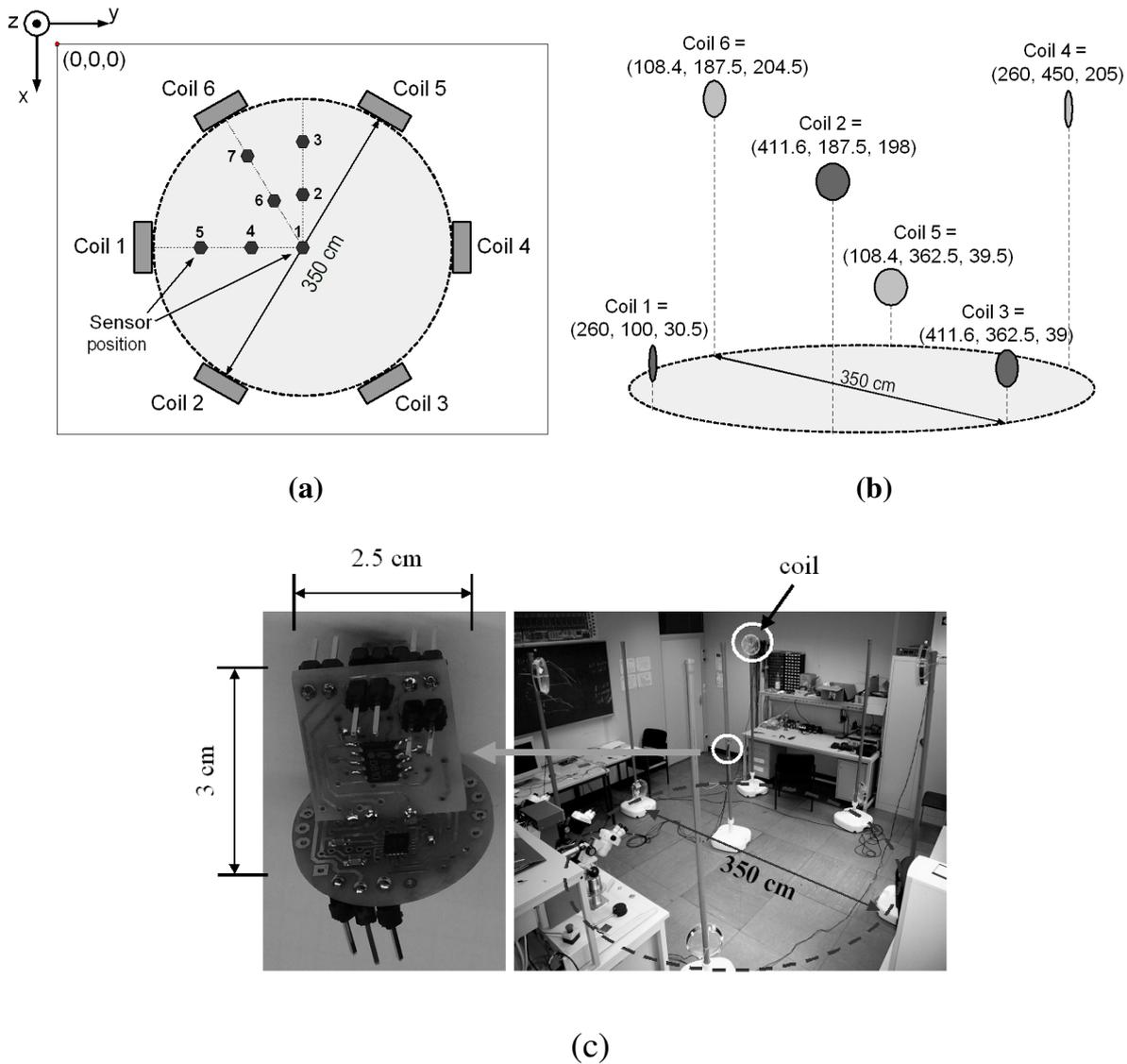
The difference of each of two distance equations is then computed, as shown below

$$d_{s,c_i}^2 - d_{s,c_j}^2 = (x_s - x_{c_i})^2 + (y_s - y_{c_i})^2 + (z_s - z_{c_i})^2 - (x_s - x_{c_j})^2 - (y_s - y_{c_j})^2 - (z_s - z_{c_j})^2, \quad (7)$$

where  $i$  and  $j$  are index of selecting four nearest coils, but  $i \neq j$ . Then, the location of sensor nodes is calculated from four difference equations as

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}, \quad (8)$$

where  $\mathbf{A}$  is a  $4 \times 3$  matrix, which contains the coefficient of  $\mathbf{X} = \{x, y, z\}$ .  $\mathbf{B}$  is a  $4 \times 1$  vector, which contains all the constant values. The computational complexity of triangulation is just  $O(n)$ , while the computational complexity of NLM is  $O(n^2)$  times a number of iterations.



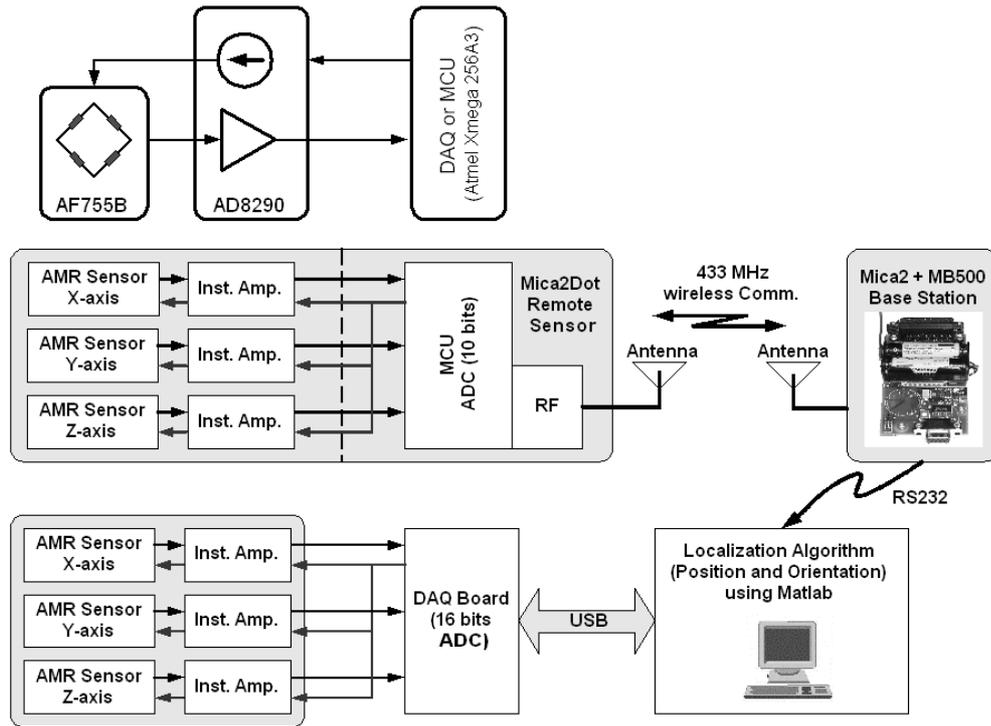
**Figure 4:** Coils arrangement in our experiment setup including their Cartesian coordinates which surrounding the cylinder container; (a) top view, (b) front view, and (c) prototype of triaxial AMR sensor module (left) and the experiment setup (right).

## 3 Experiments and Results

### 3.1 Proof-of-Principle Hardware

For generating the magnetic field, six coils are used in our experiments as shown in Fig. 4. The parameters of these coils are 230 windings, 25 cm of diameter, and 3 cm of length. In Fig. 1, the effect of a change of these parameters

is shown. The coils are supplied by a current source (Gossen Konstanter 84T 32R 40) and switched by relays [5]. The response of current source and the usage of relays are quite slow for localization process with regard to moving sensor nodes and industrial requirements. A coil needs two switching for positive and negative current. One switching of coil requires around 0.5 ms and total of 6 coils times two switching per coil is 6 seconds. This drawback in hardware will be replaced by more efficient power electronics.



**Figure 5:** Block diagram of the sensor node communicating with the base station and wired sensor node with the DAQ board, which the measured data sent to computer via USB.

Our demonstrator consists of three orthogonal mounted AMR sensor elements Sensitec AF755B [8] with Wheatstone bridge structure and three instrumentation amplifiers AD8290 [7] and includes coils and coil control, as shown in Fig. 4(c). Figure 5 shows block diagram of the sensor node for wired and wireless version. Each AD8290 has a current source to supply the attached AMR sensor bridge. This combination leads to a reduced overall power consumption of the magnetic sensor. During measurement the current consumption of all three axes is 10.8 mA, while in shut down mode there is a current of 1.5  $\mu$ A for all axes. With used supply voltage of 4.5 V a power consumption of less than 50 mW in measuring mode and less than 7  $\mu$ W in shut down mode can be reached. For in-

stance, one cycle consists of 6 seconds on-time and 54 seconds off-time; the mean power consumption is 4.87 mW, which reduces approx. by a factor of 2.5 with regard to previous design with INA122 [5]. This can still be reduced down to a factor of 56 for 3.6 V supply voltage and 300 ms on-time.

The AMR sensor has a bridge resistance of 2.5 k $\Omega$  and a sensitivity of 14.5 (mV/V)/(kA/m). The AD8290 has a current output of 1.2 mA and a gain of 50. These parameters result in an overall sensitivity per axis of approximately 1.73 (mV)/ $\mu$ T. The sensitivity and orthogonality of axes are not yet calibrated. A DT9816 module is used for AD conversion. The input voltage range of  $\pm$ 10V and the 16 bits resolution lead to an LSB of approximately 0.3 mV and with sensitivity of AMR sensor to a resolution of magnetic field strength of approximately 176 nT. To reduce the effect of noise, the median of 2000 samples at a sampling rate of 10 kHz is used for further computation. (Note: this can be reduced to only 16 to 30 samples in wireless version.) The smallest change of distance that can be measured does not only depend on the sensitivity of sensors and the LSB of ADC, but significantly on the distance to the coils as well. In Table 1, the change of  $B$  regarding to the distance on the main axis and the resulting resolution of measured distance are given.

**Table 1:** Error information of distance occurred from changing of an LSB for NLM and Triangulation algorithms

Range in [m]	1.00	1.25	1.50	1.75	2.00	2.25	2.50	2.75	3.00	3.25	3.50
$\partial B / \partial l$ in [ $\mu$ T/m]	20.76	8.52	4.11	2.21	1.30	0.81	0.53	0.36	0.25	0.18	0.14
(Resolution of B) / ( $\partial B / \partial l$ ) in [cm]	0.8	2.10	4.3	8	13.6	21.8	33.3	48.8	69.2	95.4	128.4

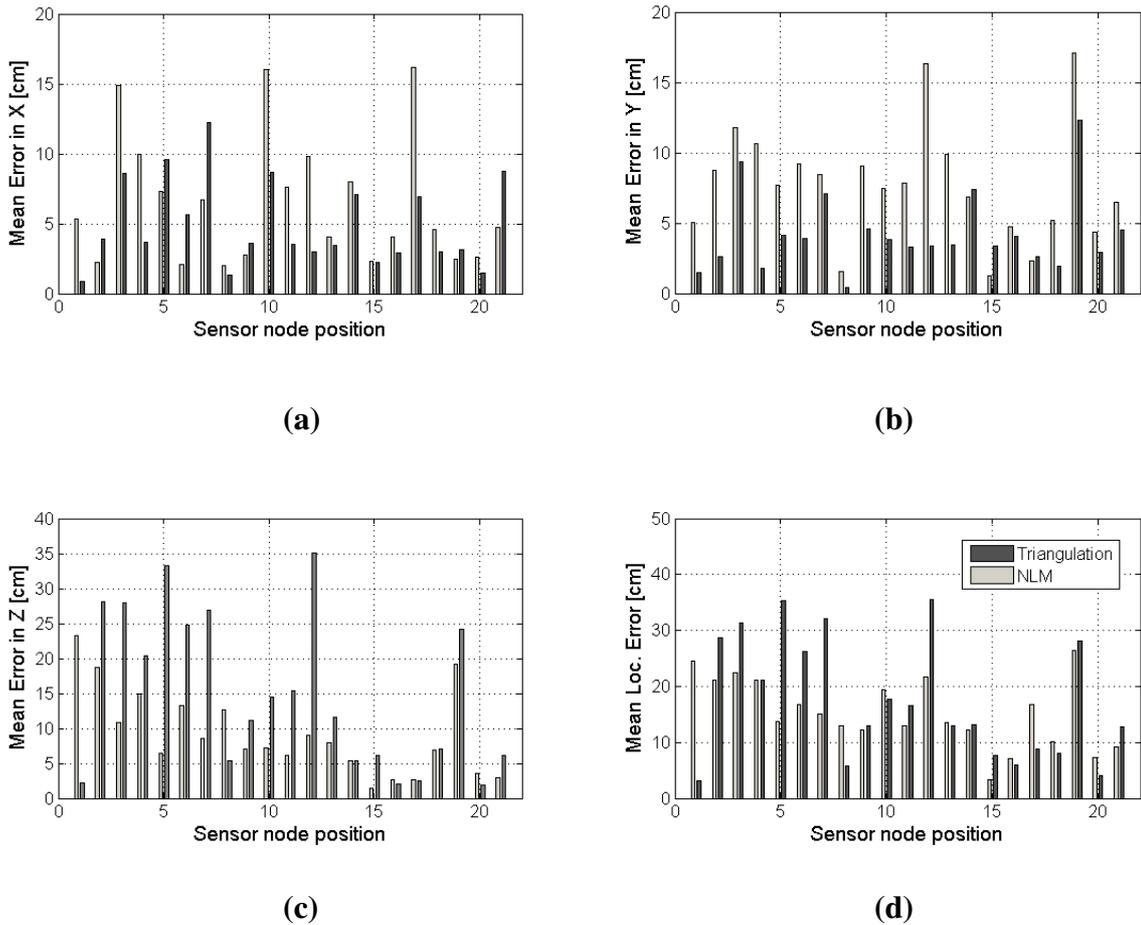
### 3.2 Statistical Results

In the previous work, our localization technique based on triaxial AMR sensor showed that, the experimental results for small scale and size of coils and a cubic volume, both in the air as well as in liquid filled stainless steel container, delivered in the average an absolute localization error in the order of 6 cm [5].

Currently, the scale and size of coils and the volume are increased to medium size of the aspired industrial container. The sensor node is placed and tested in

21 positions. Each of positions is tested with three different rotations ( $0^\circ$ ,  $30^\circ$ , and  $45^\circ$ ), where five samples are measured for each of these rotations. In our experiments, the rotation of sensor nodes does not have significant effect on localization results. The positions of sensor node are given in Table 2. The illustration of sensor positions can be seen in Fig. 4(a). The experiments are still based on wired version of sensor node.

The statistical results of these experiments are shown in Fig. 6, where the maximum localization error achieved by NLM with additional distance correction method is less than 30 cm, while by the maximum localization error achieved by triangulation is 35 cm. These high errors are caused by the limitation of our hardware setup, e.g., the effective use of ADC resolution and the coil design. Some aspects, which can also be considered in contributing the measurement errors, are the usage of long wire for connecting the sensor node and DAQ board, and the accuracy in measuring the actual sensor and coil positions.



**Figure 6:** Comparison of NLM versus triangulation with regard to localization errors.

**Table 2:** Mean and standard deviation of localization errors from 21 positions

No.	Position	Coordinates	NLM ( $\mu, \sigma$ )	Triang. ( $\mu, \sigma$ )
1	1a	260, 275, 40	(24.6, 5.1)	(3.1, 2.5)
2	2a	200, 275, 40	(21.2, 3.2)	(28.7, 3.6)
3	3a	140, 275, 40	(22.5, 6.9)	(31.4, 3.5)
4	4a	260, 215, 40	(21.1, 3.3)	(21.1, 4.6)
5	5a	260, 155, 40	(13.8, 2.3)	(35.4, 11.1)
6	6a	208, 245, 40	(16.8, 3.6)	(26.3, 4.0)
7	7a	156, 215, 40	(15.1, 4.8)	(32.1, 5.5)
8	1b	260, 275, 80	(13.1, 2.1)	(5.7, 1.6)
9	2b	200, 275, 80	(12.3, 1.6)	(12.9, 1.8)
10	3b	140, 275, 80	(19.4, 7.3)	(17.7, 3.9)
11	4b	260, 215, 80	(13.0, 1.5)	(16.6, 4.7)
12	5b	260, 155, 80	(21.6, 3.1)	(35.5, 3.3)
13	6b	208, 245, 80	(13.6, 4.0)	(13.0, 3.4)
14	7b	156, 215, 80	(12.2, 4.1)	(13.1, 4.1)
15	1c	260, 275, 120	(3.3, 0.8)	(7.6, 2.3)
16	2c	200, 275, 120	(7.2, 1.2)	(6.0, 0.9)
17	3c	140, 275, 120	(16.8, 5.5)	(8.7, 2.2)
18	4c	260, 215, 120	(10.1, 1.4)	(8.1, 1.8)
19	5c	260, 155, 120	(26.4, 8.0)	(28.0, 5.9)
20	6c	208, 245, 120	(7.2, 2.1)	(4.1, 1.7)
21	7c	156, 215, 120	(9.1, 3.6)	(12.8, 5.4)
Overall Mean of Loc. Error			<b>(15.3, 6.2)</b>	<b>(17.5, 10.9)</b>

## 4 Conclusions

In this paper, we presented and extended our concept of localization in WSN applied in industrial containers filled with liquid. The employment of intelligent magnetic sensing based on triaxial AMR sensor with a scalable array of emitting coils switched to ternary quasi-DC states offers a viable solution to the heretofore not amenable localization problem for metal containers. The advantage of this localization concept is that theoretically unlimited number of wireless sensor nodes can be deployed in the container. The coil design can be scaled to the container size and industrial requirements. A triaxial AMR-based wireless sensor has been developed on PCB-level, which is currently optimized for low power employing duty-cycled electronics. We choose the commercial instrumentation amplifiers AD8290 with current controlled bridge that offers significant power savings by approximately factor 2.5 from previous design with INA 122. Lack of reconfigurability, too small gain, and rather slow enable/disable as well as unavailability of integrated flip electronics motivate parallel research on a dedicated reconfigurable sensor electronics chip. A distributed localization algorithm based on triangulation has been successfully applied and compared with the previous centralized one based on iterative non-linear mapping. The triangulation proved to be feasible for local implementation and on-line position computation in the wireless sensor nodes, since this method is faster and has much less computational effort and power consumption than the NLM algorithm. Localization in a demonstrator of moderate size volume with diameter of 350 cm and height of 250 cm has been achieved in the average of less than 16 cm absolute localization error for NLM and approximately 18 cm for triangulation, and the total duration for obtaining one location measurement is required 6 seconds per cycle due to currently supply current hardware and relays switching of the coils.

The concept proved to be viable, though numerous implementation imperfections in the proof-of-principle demonstrator system limit the performance. In future work, the switching electronics for controlling the ternary quasi-DC coil currents has to be improved for speed. State-of-the-art power electronics will allow localization cycles in the order of hundred milliseconds, which meets current industrial requirements. Issues as mobility properties of sensor nodes, different container size, and the synchronization aspect of coils switching and sensor node timing have to be considered. Concurrently, calibration and integration issues using dies along with 3D-Chip Size Packaging (CSP) [9] and MEMS

technology for minimum size of sensor nodes (reduction factor 6 or more compared to PCB version) will be pursued.

## 5 Acknowledgments

This work was supported by the Federal Ministry of Education and Research (BMBF) in the program mst-AVS, project PAC4PT-ROSIG, under grant 16SV3604. Also we thank to Mr. Kuncoro for PCB design contribution.

## References

- [1] Srinivasan, A., Wu, Jie.: A Survey on Secure Localization in Wireless Sensor Networks. In: B. Furht (Ed.), *Wireless and Mobile Communications*. CRC Press/Taylor and Francis Group, Boca Raton, London, 2007
- [2] Chandrasekhar, V., Seah, W.K.G., Choo, Y.S., Ee, H.V.: Localization in Underwater Sensor Networks - Survey and Challenges. In: 1st ACM Int. Workshop Underwater Networks (WUWnet'06), 33-40, 2006
- [3] Prakash, N.M., Spelman, F.A.: Localization of Magnetic Marker for Gimmotility studies: An in Vitro Feasibility Study. In: 19th Annu. Int. Conf. IEEE on Engineering in Medicine and Biology Society, Vol.6, 2394-2397 (1997)
- [4] Callmer, J., Skoglund, M., Gustafsson, F.: Silent Localization of Underwater Sensors Using Magnetometers. *Journal of Advances in Signal Processing*, Vol. 2010, 1-8, 2009
- [5] Carrella, S., Iswandy, K., Lutz, K., König, A.: 3D-Localization of Low-Power Wireless Sensor Nodes Based on AMR Sensors in Industrial and AmI Applications. In: 15. ITG-/GMA-Fachtagung Sensoren und Messsysteme 2010 Congress Center, Nürnberg, Mai 18-19, 2010
- [6] Rao, L., Iswandy, K., König, A.: Cost Effective 3D Localization for Low-Power WSN Based on Modified Sammon's Stress Function with Incomplete Distance Information. In: 14th Online World Conference on Soft Computing in Industrial Applications (WSC14), Nov. 17-29, 2009
- [7] Analog Devices, [www.analog.com](http://www.analog.com)
- [8] Sensitec GmbH, [www.sensitec.com](http://www.sensitec.com)
- [9] MicroTec GmbH, [www.microtec-d.com](http://www.microtec-d.com)

# **Robuste drahtlose Sensor/Aktor-Kommunikation mit geringer Latenzzeit für die Fertigungsautomatisierung**

Ralf Heynicke, Dirk Krüger, Housam Wattar und Gerd Scholl

Professur für Elektrische Messtechnik  
Helmut-Schmidt-Universität, Universität der Bundeswehr Hamburg  
Tel.: 040 - 6541 2920, E-Mail: [heynicke@hsu-hh.de](mailto:heynicke@hsu-hh.de)

## **Kurzfassung**

Die drahtlose Kommunikation basierend auf Standards der Bürokommunikation, wie z. B. Bluetooth (IEEE 802.15.1) und W-LAN (IEEE 802.11 a, b, g bzw. n) sind in den Leitebenen der Automatisierungshierarchie bereits fest etabliert. In der untersten Feldebene, der Ebene der Sensoren und Aktoren, finden diese Funkstandards dagegen aufgrund der dort notwendigen geringen Latenzzeiten noch nicht die breite Akzeptanz der Anwender. In der Sensor/Aktor-Ebene ist die Funkausbreitung häufig durch viele, in der Regel metallische Objekte unterschiedlichster Größe gestört bzw. behindert. Die elektromagnetischen Wellen können reflektiert, gestreut, gebeugt oder komplett abgeschattet werden, wobei diese Effekte aufgrund der natürlichen Dynamik im Fertigungsprozess sich über der Zeit ändern. Dies hat zur Folge, dass die Wellenausbreitung durch einen frequenzselektiven und zeitvarianten Funkkanal mit hoher Signaldynamik beschrieben werden muss. Da jedoch die Positionen der statischen Objekte sowie die zeitlichen Abläufe der bewegten Objekte durch die Konstruktion bzw. den Fertigungsprozess in der Regel festgelegt sind, können aus dem stochastischen Prozess des zeit- und frequenzabhängigen Amplitudengangs deterministische Muster extrahiert werden. Dieses deterministische Verhalten kann bei der Auslegung des Funksystems zur Steigerung der Robustheit und Leistungsfähigkeit wie z. B. zur Reduzierung der Paketfehlerrate, zur Verkürzung der Reaktionszeiten oder zur Verringerung des Energieverbrauchs gezielt genutzt werden.

# 1 Einleitung

Ressourcenschonende Gewichts-, Material- und Energieeinsparungen, die einfache und kostengünstige Nachrüstung von bereits existierenden Diagnose-, Monitoring- und Kontrollsystemen, die Verbesserung der Arbeitsproduktivität, Optimierung der Lagerhaltung, Fernsteuerung und Fernwartung von Anlagen oder Anlagenteilen, die Verringerung von Montage- und Rüstzeiten, Flexibilisierung der Automatisierungseinheiten oder der einfache Ersatz aufwändiger Verkabelung sind einige wenige Gründe für den Einsatz von Funktechnologien im industriellen Umfeld.

Die wichtigsten Anforderungen bei der drahtlosen Ansteuerung von Sensoren und Aktoren auf der untersten Feldebene sind: kurze Reaktionszeiten von 5 bis 10 ms, Paketfehlerwahrscheinlichkeiten von  $10^{-9}$  oder geringer und Koexistenzfähigkeit mit anderen Funksystemen. Diese Anforderungen sind bei Indoor-Anwendungen im Bereich der Fertigungsautomatisierung mit den bisher eingesetzten Wireless-Technologien wie Bluetooth, Zigbee oder W-LAN nur schwer zu erfüllen.

Die Ausbreitung der Funkwellen vom Sender zum Empfänger über viele unterschiedliche Pfade führt zu einer frequenzabhängigen Pfaddämpfung, die zudem auch über der Zeit starken Schwankungen unterworfen sein kann, was in der Regel dazu führt, dass relativ aufwändige Fehlerkorrektur-, Kanalschätz- und Kanalverzerrungsalgorithmen eingesetzt werden müssen oder Funkprotokolle häufiger wiederholt werden müssen, um eine ausreichend geringe Paketfehlerrate zu erzielen. Dies hat zur Folge, dass kurze Reaktionszeiten im ms-Bereich mit den etablierten Funkstandards nicht bzw. nur sehr schwer zu realisieren sind.

Zur Steigerung der Robustheit bei gleichzeitiger Reduzierung der Paketfehlerrate und Erhöhung der Koexistenzfähigkeit können prozessorientierte adaptive Hopping-Sequenzen einen wichtigen Beitrag liefern, die im Gegensatz zu fest vom Hersteller vorgegebenen Hopping-Sequenzen, wie z. B. Bluetooth, sich adaptiv und dynamisch auf den industriellen Fertigungsprozess und dessen Umfeld einstellen. Diese adaptiven Hopping-Sequenzen werden im vierten Abschnitt vorgestellt. Um das Verfahren besser erläutern zu können, werden im nachfolgenden Abschnitt zunächst die Charakteristika des Indoor-Funkkanals im Fertigungsumfeld skizziert. Im zweiten Abschnitt wird ein Funkkanalmesssystem vorgestellt mit dessen Hilfe Funkkanäle breitbandig vermessen werden können. Im nachfolgenden dritten Abschnitt wird ein Funksystem vorgestellt, das in der

Lage ist, Sensoren und Aktoren in Koexistenz mit anderen Funksystemen innerhalb weniger ms zuverlässig anzusteuern. Im vierten Abschnitt werden dann gezielt auf Basis der Grundlagenmessungen adaptive Hopping-Sequenzen entwickelt.

## 2 Der Funkkanal im industriellen Umfeld

Aus dem geometrischen Abstand  $R$  zwischen Sender und Empfänger lässt sich gemäß Friis die Leistung am Empfänger bestimmen:

$$P_2 = P_1 + G_1 + G_2 + 20 \log \left( \frac{\lambda / 4\pi}{1\text{m}} \right) + 10 \cdot n \cdot \log \left( \frac{1\text{m}}{R} \right). \quad (1)$$

Hierin kennzeichnen  $P_1$  und  $P_2$  die Sende- und Empfangsleistungen, angegeben in dBm,  $G_1$  und  $G_2$  den Antennengewinn der Sende- bzw. Empfangsantenne, angegeben in dBi und  $\lambda$  die elektromagnetische Wellenlänge, angegeben in Metern. Der Parameter  $n$  steht für den Ausbreitungskoeffizienten und wird bei Freifeldausbreitung zu  $n = 2$  gewählt [1].

Aufgrund von z. B. metallischen Aufbauten, sich bewegenden Robotern und umgebenden Wänden ist die elektromagnetische Ausbreitung innerhalb einer Fertigungszelle durch eine starke Mehrwegeausbreitung geprägt. Diese ist von der Größe, Anzahl und Position der Abschattungs- bzw. Streukomponenten sowie deren Geschwindigkeiten abhängig. Daher müssen die Ausbreitungseigenschaften elektromagnetischer Wellen in der Regel durch einen stochastischen Prozess beschrieben werden [2]. Besteht zwischen Sender und Empfänger eine mehr oder weniger gute direkte Sichtverbindung (engl.: Line of Sight, kurz: LOS), so führt dies zu einer relativ starken Signalkomponente, der sich gestreute, reflektierte und gebeugte Signalkomponenten überlagern. Die Wahrscheinlichkeitsdichte der lokal verteilten Feldstärke kann dann näherungsweise mit Hilfe der Rice-Verteilung [3] beschrieben werden. Kommt die Verbindung dagegen nur über Streukomponenten (engl.: No Line Of Sight, kurz: NLOS) zustande, entspricht die Wahrscheinlichkeitsdichte der Feldstärke eher einer klassischen Rayleigh-Verteilung [3]. Die Beeinträchtigung der Sichtverbindung lässt sich auch im Ausbreitungskoeffizienten  $n$  berücksichtigen. Bei stark eingeschränkter Sichtverbindung bzw. NLOS liegt dieser im Bereich von 3 bis 4.

Das stochastische Verhalten des Funkkanals innerhalb einer Fertigungsumgebung kann mit Hilfe des von Bello [2] erstmals eingeführten WSSUS-Modells modelliert werden. WSSUS steht hier für Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scatterers, was bedeutet, dass die Zeitvarianz des Funkkanals im weiteren Sinne stationär ist und dass Streukomponenten mit unterschiedlichen Laufzeiten statistisch unkorreliert sind. Mit diesen Annahmen kann die zeitvariante Übertragungsfunktion als zweidimensionaler stochastischer Prozess aufgefasst werden, der sich über die Zeit-Frequenz-Korrelationsfunktion oder alternativ über die Streufunktion, das Verzögerungs-Kreuzleistungsdichtespektrum oder das Doppler-Kreuzleistungsdichtespektrum charakterisieren lässt. Aus diesen Funktionen lassen sich dann für den Funkkanal charakteristische Kennzahlen wie die Kohärenzbandbreite, die Kohärenzzeit, die mittlere Verzögerung und die Aufspreizung der Impulsantwort aufgrund der Mehrwegeausbreitung sowie die mittlere Dopplerverschiebung und die Doppleraufspreizung aufgrund von Eigenbewegungen oder Bewegungen im Funkfeld ableiten.

## 2.1 Funkkanalmesssystem

Für die Vermessung von Funkkanälen im 2,45 GHz ISM-Band wurde auf Basis eines Mehrträgerverfahrens ein Funkkanalmesssystem entwickelt [4]. Das Messsignal besteht aus 84 Einzelträgern, die von einem Vector-Signal-Generator (SMU 200A der Firma Rohde & Schwarz) erzeugt und über eine Sendeantenne abgestrahlt werden. Am Empfänger wird die durch den Funkkanal verursachte Veränderung der Laufzeit, Phase und Amplitude jedes einzelnen Trägers mit einem Echtzeit-Spektrumanalysator (RSA6106A der Firma Tektronix) erfasst. Zur nahezu zeitgleichen Messung von bis zu sieben Funkkanälen verfügt das Messsystem über eine Sende- und sieben Empfangsantennen, die von einer Steuereinheit (Control Unit) geschaltet werden. Der Gesamtzyklus für die Umschaltung zwischen den sieben Empfangsantennen beträgt 100  $\mu$ s. Der komplette Messaufbau ist in Bild 1 schematisch dargestellt. Die mit einer Gesamtdatenrate von 600 MByte/s erzeugten Daten werden von einem sehr schnellen Signalrecorder aufgezeichnet und auf einem Festplattenarray abgespeichert. Die Gesamtspeicherkapazität beträgt 10 TByte, so dass auch eine mehrstündige Aufnahmezeit gewährleistet werden kann. Nach der Aufzeichnung werden die gespeicherten Rohdaten zur Ermittlung der komplexen zeitvarianten Übertragungsfunktionen unmittelbar auf dem Datenlogger ausgewertet. Das Messsystem verfügt zusätzlich über eine Videokamera, um die Zusammenhänge zwi-

schen den Veränderungen innerhalb der Messumgebung und den Übertragungseigenschaften der aufgezeichneten Funkkanäle untersuchen zu können.

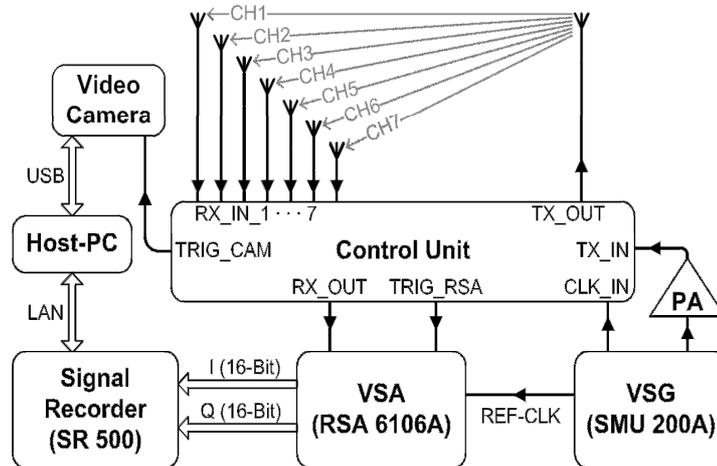


Bild 1: Prinzipieller Aufbau des Funkkanalmesssystems

## 2.2 Auswertungen der Messdaten

Mit dem beschriebenen Kanalmesssystem wurden in verschiedenen industriellen Anwendungen Funkkanäle über das gesamte 2,45 GHz ISM-Band erfasst. Beispielsweise ist in Bild 2 das Ergebnis einer Messung über eine Dauer von 0,5 s (vertikale Achse) dargestellt. Die Spektrogramme entsprechen dabei den Verbindungen von einer Basisstation (BS) zu sieben abgesetzten Sensor/Aktor-Modulen. Deutlich ist die Auswirkung der Mehrwegeausbreitung auf die jeweiligen Funkkanäle, d. h. den Amplitudengang über der Zeit und der Frequenz, zu erkennen.

Die gewonnenen Messdaten können grob in drei Klassen unterteilt werden. In die erste Klasse fallen jene Anwendungen, bei denen sich die Übertragungseigenschaften über der Zeit nicht ändern, die also klassisch durch eine statische, zeitinvariante frequenzselektive Übertragungsfunktion beschrieben werden können. In die zweite Klasse lassen sich Anwendungen eingruppiert, bei denen sich die Übertragungseigenschaften des Funkkanals über der Zeit und der Frequenz unvorhersagbar zufällig verhalten und zum Teil spontanen Änderungen unterworfen sind. Gerade Fertigungsabläufe sind durch vordefinierte, immer wiederkehrende Bewegungen charakterisiert, was sich unmittelbar auch auf die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen auswirkt. Bei einer detaillierteren

Analyse der durchgeführten Messungen kommt dieses Verhalten auch deutlich zum Vorschein. Es ist zu erkennen, dass ähnliche charakteristische Muster in der zeitvarianten Übertragungsfunktion bzw. im Spektrogramm in bestimmten zeitlichen Abständen immer wieder auftreten. In der Regel sind diese Muster nicht identisch, aber sehr ähnlich. Dies lässt sich dadurch erklären, dass zwar die Fertigungsabläufe innerhalb einer Fertigungszelle wohl definiert sind, aber das elektromagnetische Feld durch zufällige Vorgänge außerhalb der Fertigungszelle beeinflusst wird, z. B. durch das Vorbeigehen einer Person oder durch einen vorbeifahrenden Gabelstapler. Unsere Messungen zeigen, dass derartige Vorgänge die Funkausbreitung zwischen der BS und den abgesetzten Sensoren bzw. Aktoren zwar beeinflussen, die Charakteristika der Übertragungsfunktion in der Regel allerdings erhalten bleiben. Diese Anwendungen bilden eine dritte Klasse.

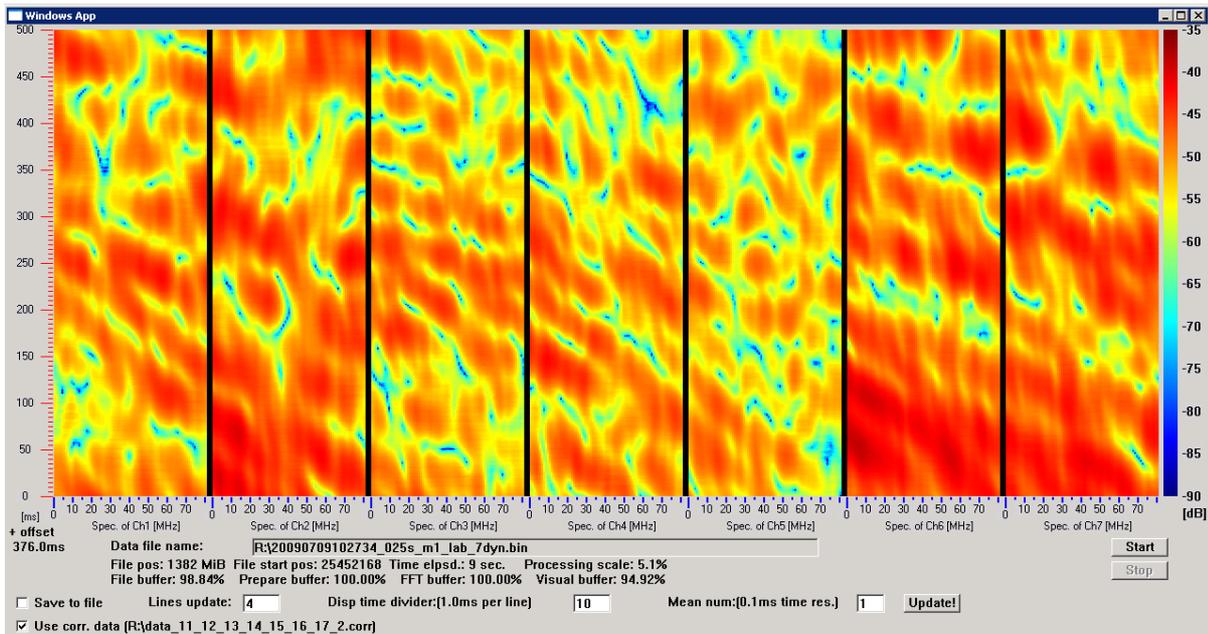


Bild 2: Sieben zeitgleich vermessene Funkkanäle im 2.4-GHz-ISM-Band

### 3 Drahtloses Sensor/Aktor-Netzwerk

Für die Echtzeit-Kommunikation zwischen Sensoren und Aktoren im industriellen Umfeld wurde ein Funksystem entwickelt, dessen Architektur in Bild 3 dargestellt ist. Das drahtlose Sensor/Aktor-Netzwerk nutzt das 2,45 GHz ISM-Band, die abgesetzten Sensor/Aktor-Knoten werden sternförmig an die Basisstation (Master) angebunden [5], [6].

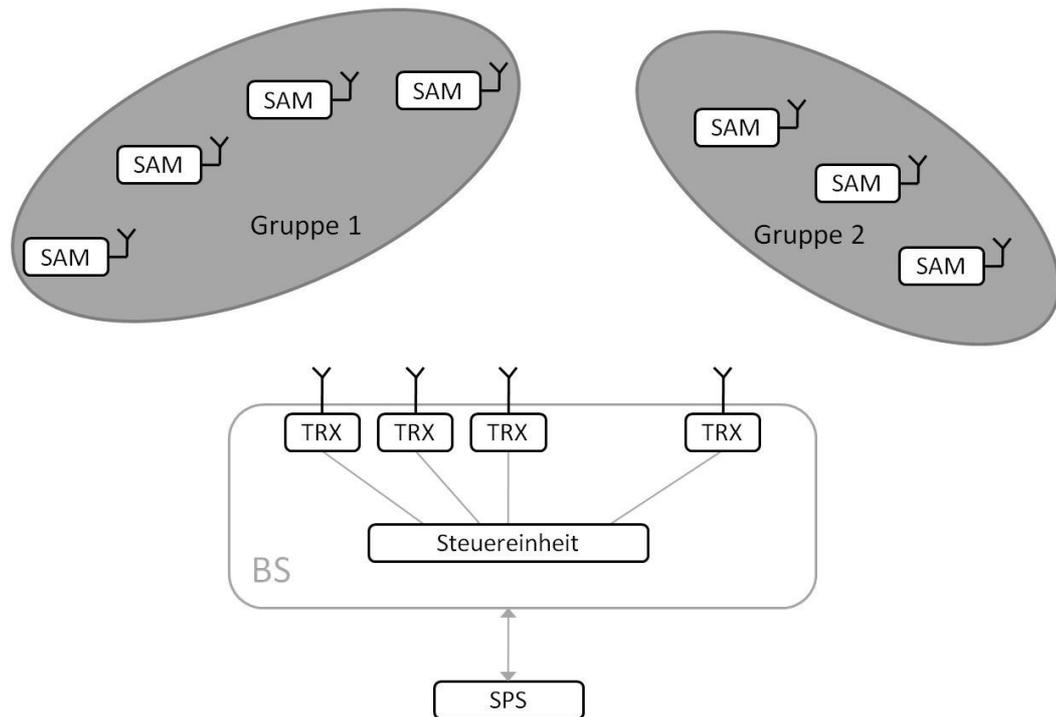


Bild 3: Architektur des Funksystems bestehend aus einer Basisstation (BS) und zwei dargestellten Gruppen von Sensor/Aktor-Modulen (SAM)

Sowohl bei der BS als auch bei den Sensor/Aktor-Modulen werden die gleichen Schmalband-Transceiver (TRX) verwendet. Die BS ist modular aufgebaut. Sie kann aktuell mit ein bis zehn Transceivern bestückt werden. Die in Bild 3 dargestellte Steuereinheit koordiniert die Kommunikation innerhalb der BS sowie die Kommunikation mit den drahtlosen Sensor/Aktor-Modulen und der übergeordneten SPS. Die abgesetzten Sensoren/Aktoren werden über ein kombiniertes F/TDMA-Medienzugriffsverfahren angesteuert, bei dem jedem Kommunikationspaket ein Frequenz- bzw. Zeitschlitz zugewiesen wird. Aufgrund des speziellen Aufbaus lassen sich relativ einfach Antennendiversitätsgewinne erzielen. Die Sensor/Aktor-Module sind im Vergleich zur BS relativ einfach aufgebaut. Sie verfügen jeweils über einen TRX mit eingebautem RSSI (engl.: Received Signal Strength Indicator) und einen kleinen Microcontroller. Damit lassen sich die Empfangsfeldstärken der jeweiligen Frequenzspuren kontinuierlich über der Zeit aufzeichnen. Mit Hilfe eines Konfigurationswerkzeuges werden die Sensor/Aktor-Module zu Gruppen zusammenzufassen, denen dann jeweils eine Hopping-Sequenz sowie ein bestimmter Sendepiegel zugeordnet wird.

## 4 An den Funkkanal angepasste Hopping-Sequenzen

Bei einem statischen Szenario, wie z. B. in Bild 4 dargestellt, werden innerhalb einer Startroutine die Funkkanäle von allen BS-Transceivern zu allen abgesetzten Sensor/Aktor-Modulen vermessen, d. h. für jede mögliche Verbindung eines BS-Transceivers zu einem Sensor/Aktor-Modul werden über das komplette ISM-Band die RSSI-Werte aufgezeichnet.

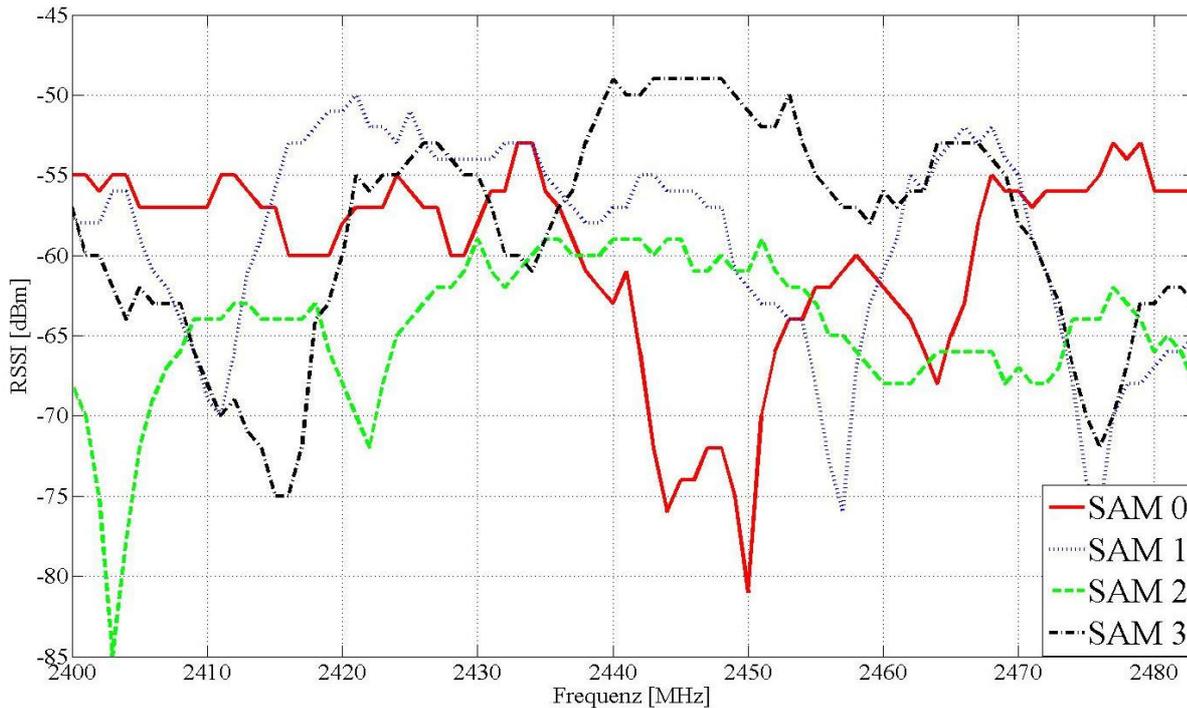


Bild 4: Verlauf des RSSI von vier Funkkanälen zwischen den SAM und der BS

Durch Vergleich der eindimensionalen Korrelationskoeffizienten aller Verbindungen können diese bezüglich ihrer Ähnlichkeiten sortiert und anschließend in Gruppen zusammengefasst werden. Innerhalb dieser Gruppen werden dann Frequenzen ausgesucht, die die höchsten RSSI-Werte aufweisen. Bei der Auswahl von geeigneten Frequenzen bzw. bei der Zusammenstellung der Gruppen müssen neben dem RSSI noch andere Parameter, wie z. B. die Kohärenzbandbreite, Störabstände sowie Black- und Whitelistsings berücksichtigt werden. Abschließend wird das Ergebnis in Frequenztabellen zusammengefasst und bei der Konfiguration des Funksystems an die Sensor/Aktor-Module übermittelt.

Die im zweiten Abschnitt eingeführte Klassenbildung kann weiter verfeinert werden, z. B. kann in der dritten Klasse zwischen rein zyklischen Prozessen und Prozessen, die von einem bestimmten Ereignis angestoßen werden und danach

in einer definierten Routine ablaufen, unterschieden werden. Bei rein zyklischen Prozessen ist der Verlauf der frequenzabhängigen Übertragungsfunktion im Abstand der Zykluszeit periodisch, so dass das Verhalten des Funkkanals über die Aufzeichnung der frequenzabhängigen RSSI-Werte über mindestens einen Prozesszyklus vollständig charakterisiert werden kann. Gleiches gilt für die von einem Ereignis ausgelösten Prozesse. Typische Applikationen sind z. B. Sortier- teler oder Werkzeugwechsler.

Bild 5 zeigt die von einem Transceiver der BS aufgenommenen RSSI-Werte eines abgesetzten Sensor/Aktor-Moduls über der Frequenz  $f$  und dem zeitlichen Fortschritt  $\tau$  in einem zyklisch ablaufenden Prozess über drei Perioden. Für die Messung wurde die Zykluszeit von 1,5 s in 87 Prozessschritte unterteilt.

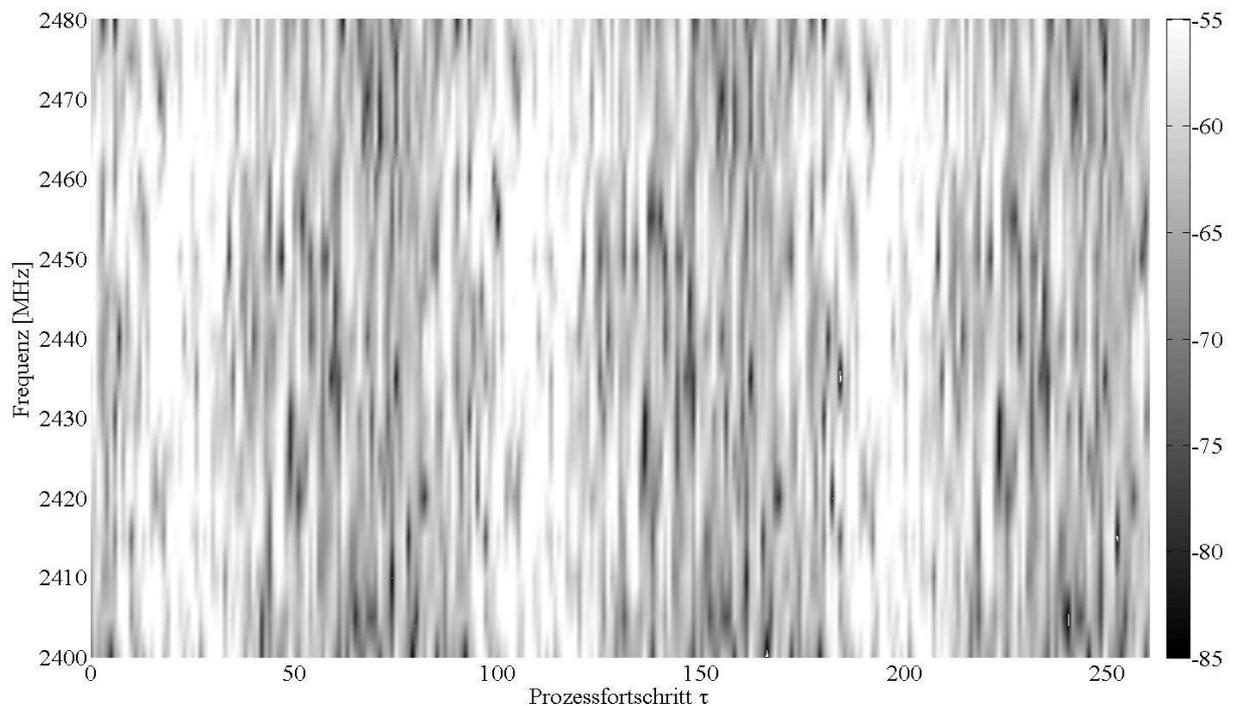


Bild 5: Übertragungsfunktion  $H_i(\tau, f)$  eines zeitvarianten frequenzselektiven Funkkanals über einen Prozesszyklus.

Bei diesem dynamischen Szenario werden zur Bestimmung der adaptiven Hopping-Sequenz die Sensor/Aktor-Module zunächst in Gruppen mit hoher Ähnlichkeit in ihren jeweiligen Übertragungsfunktionen  $H_i(\tau, f)$  zusammengestellt. Anschließend wird aus den Übertragungsfunktionen  $H_i(\tau, f)$  eine Gruppenübertragungsfunktion  $H_G(\tau, f)$  extrahiert. Aus den Gruppenübertragungsfunktionen  $H_G(\tau, f)$  werden anschließend die passenden Frequenzen derart ermittelt, dass die Sensor/Aktor-Module über einen maximal möglichen RSSI-Wert verfügen. Da

Schwankungen im Prozesszyklus sich in charakteristischer Art und Weise auf den Verlauf der RSSI-Werte über der Zeit auswirken, können nicht nur die Frequenzen, sondern auch die Zeitpunkte für die jeweiligen Frequenzsprünge an den Prozess angepasst werden.

Zur Validierung des oben geschilderten Verfahrens wurde ein drahtloses Sensor/Aktor-Netzwerk in einer Applikation mit Sortierteller mit einer starren Hopping-Sequenz und anschließend mit einer adaptiven Hopping-Sequenz betrieben. Die Frequenzwahl für ein Sensor/Aktor-Modul ist in Bild 6 dargestellt.

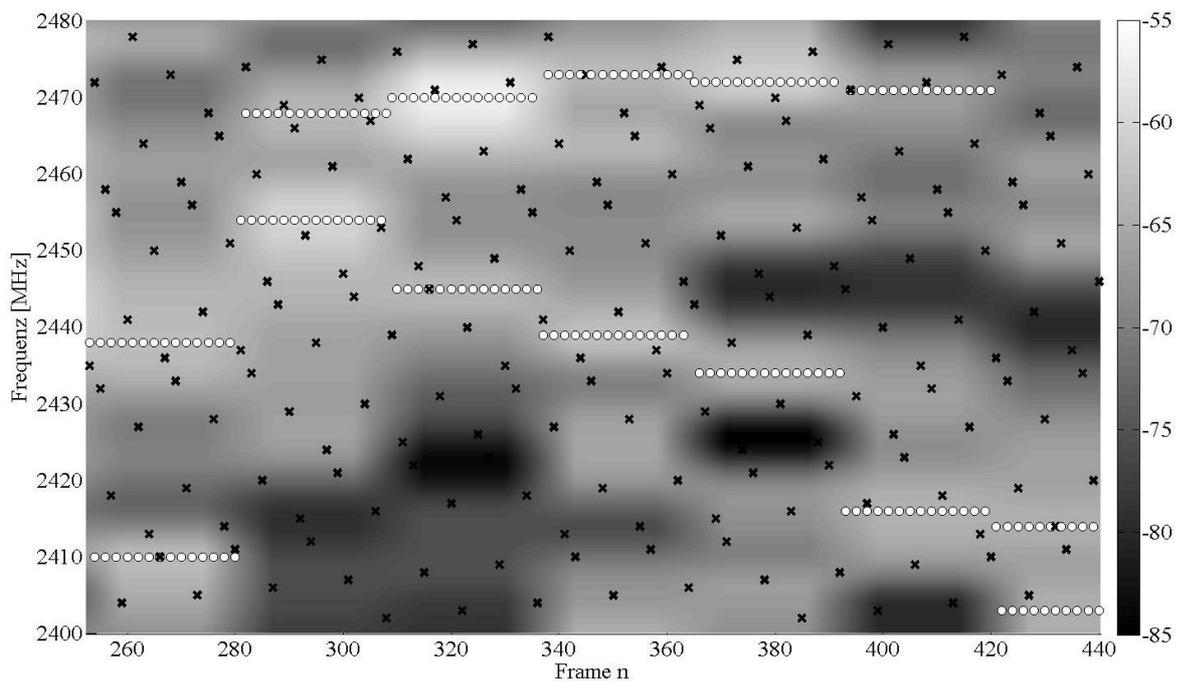


Bild 6: Vergleich der Frequenzwahl mit Hilfe eines starren Hopping-Algorithmus (Kreuze) und einer adaptiven Hopping-Sequenz (Punktezüge)

Die dunklen Kreuze markieren die zu den jeweiligen Zeitpunkten gewählten Frequenzen des starren Hopping-Algorithmus und die weißen Punkte die gewählten Frequenzen der adaptiven Hopping-Sequenz. Es ist deutlich zu erkennen, dass die adaptive Hopping-Sequenz zu jedem Zeitpunkt Frequenzen mit niedrigen RSSI-Werten ausweicht. Im Gegensatz dazu weisen beim starren Algorithmus einige Frequenzen (Kreuze) sehr geringe RSSI-Werte auf.

In Bild 7 sind die Verteilungen der RSSI-Werte für den starren Hopping-Algorithmus und die adaptive Hopping-Sequenz dargestellt. Die Varianz der RSSI-Werte in der oberen Graphik ist wesentlich kleiner als die Varianz der unteren Verteilung. Es ist deutlich zu erkennen, dass insbesondere kleine RSSI-

Werte bei der Verwendung der adaptiven Hopping-Sequenz vermieden werden können.

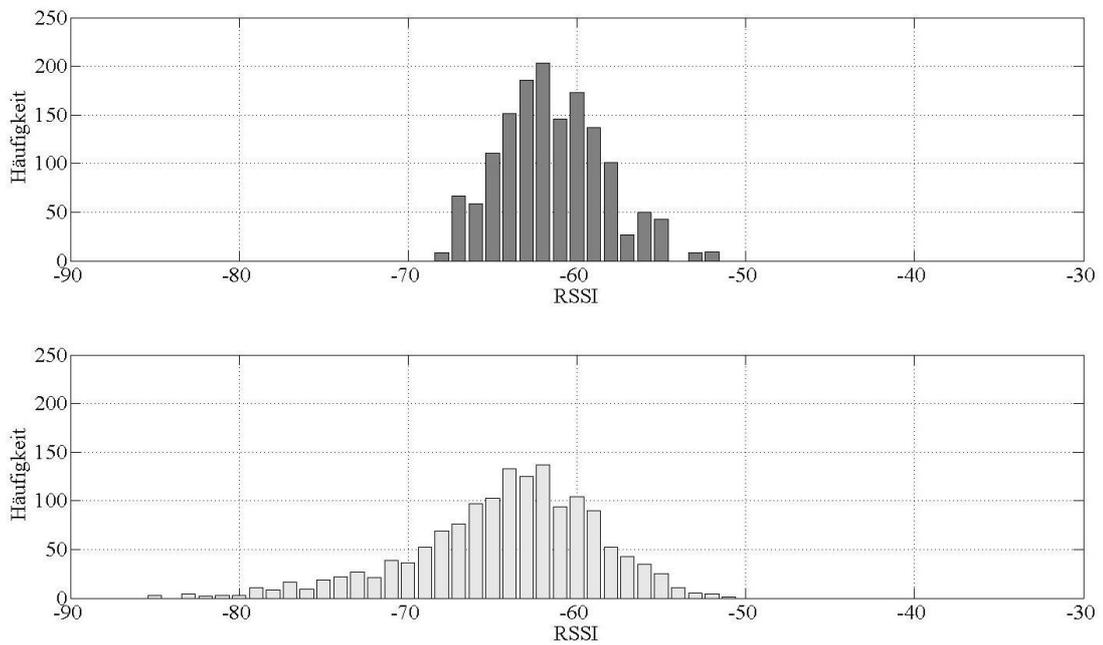


Bild 7: RSSI Häufigkeitsverteilungen eines dynamischen Funkkanals mit adaptiver Frequenz-Hopping-Sequenz (oben) und mit starrem Frequenz-Hopping-Algorithmus (unten)

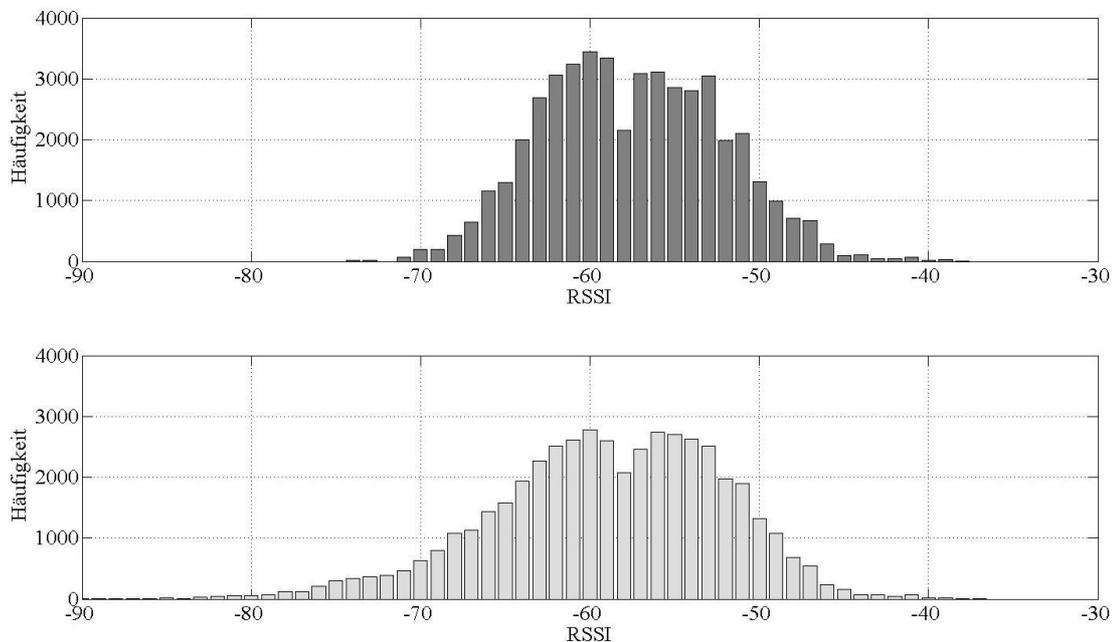


Bild 8: RSSI Häufigkeitsverteilungen aller dynamischen Funkkanäle eines Funksystems mit adaptiver Frequenz-Hopping-Sequenz (oben) und mit starrem Frequenz-Hopping-Algorithmus (unten)

Die Auswertung aller zeit- und frequenzabhängigen RSSI-Werte von jedem BS-Transceiver zu allen Sensor/Aktor-Modulen über einen kompletten Prozesszyklus (Bild 8) zeigt, dass im Vergleich zu einem starren Hopping-Algorithmus der durchschnittlich auftretende RSSI-Wert um ca. 6 dB gesteigert werden konnte. Die minimal auftretenden RSSI-Werte, welche hauptsächlich für aufgetretene Übertragungsfehler verantwortlich sind, konnten um bis zu 11 dB gesteigert werden.

Die Steigerung des minimalen RSSI-Wertes um ca. 11 dB kann auf unterschiedliche Art und Weise für die Verbesserung der Leistungsfähigkeit des Funksystems genutzt werden: z. B. zur Erhöhung der Reichweite oder zur Reduzierung der Sendeleistung und damit zur Reduzierung des Energieverbrauchs, jeweils bei gleicher Paketfehlerwahrscheinlichkeit. Zudem reduzieren geringere Sendeleistungen die Reichweite der Wellenausbreitung und damit auch das Störpotenzial für andere, in der Nähe befindliche Funksysteme.

## **5 Zusammenfassung**

Untersuchungen von Indoor-Funkkanälen und erste Realisierungen drahtloser Sensor/Aktor-Feldbussysteme haben gezeigt, dass eine Steigerung der Robustheit der Sensor/Aktor-Kommunikation durch prozessorientierte, adaptive Hopping-Sequenzen möglich ist. Insbesondere in Szenarien mit ausgeprägter Mehrwegeausbreitung kann durch Berücksichtigung des deterministischen Verhaltens der Funkkanäle bei der Frequenzwahl und der Antennendiversität eine Steigerung der mittleren Empfangsfeldstärken und damit eine Performance-Steigerung der Funksysteme erzielt werden. Im Beispiel wurde eine Steigerung des mittleren RSSI-Wertes um 6 dB erzielt. Die Varianz der Verteilung der RSSI-Werte reduzierte sich ebenfalls sehr stark. Bei den Funkkanälen mit den schlechtesten RSSI-Werten und damit den höchsten Fehlerwahrscheinlichkeiten, konnte durch eine adaptive Hopping-Sequenz die Empfangsfeldstärke um ca. 11 dB erhöht werden. Dies kann zur Reduzierung der Fehlerraten, der Reaktionszeiten oder des Energieverbrauchs bzw. zur Steigerung der Koexistenzfähigkeit oder der Reichweite genutzt werden.

## **Literatur**

- [1] Sheikh, A.U.H.: Wireless Communications: Theory and Techniques. Norwell: Kluwer, 2004

- [2] Bello, P. A.: Characterization of randomly time-variant linear channels. IEEE Trans. Comm. Syst., Bd. CS-11, Nr. 4, S. 360- 393, 1963
- [3] David, K.; Benkner, T.: Digitale Mobilfunksysteme. Stuttgart: Teubner, 1996
- [4] Wattar, H.; Thewes, M.; Scholl, G.: Modulares Messsystem zur Vermessung dynamischer Inhouse-Funkkanäle. Sensoren und Messsysteme, Nürnberg 2010
- [5] Heynicke, R.; Krüger, D.; Wattar, H.; Scholl, G.: Modular Wireless Fieldbus Gateway for Fast and Reliable Sensor/Actuator Communication. Proc. 2008 IEEE Int. Conf. on Emerging Technologies and Factory Automation, Hamburg, Sept. 2008, S.1173 – 1176
- [6] Heynicke, R.; Krüger, D.; Wattar, H.; Scholl, G.: Realisierung und Verifikation eines modularen drahtlosen Sensor/Aktor-Netzwerkes für die Fertigungsautomatisierung. VDI-Berichte 2067, Düsseldorf: VDI-Verlag, 2009, S. 457-460

# Studie zur Optimierung des Verlustleistungsbedarfs autonomer, drahtloser, integrierter Sensornetzwerke durch Erweiterung des Ruhemodus auf die Sensorik

Kai Lutz, Robert Freier, Andreas König

Lehrstuhl für Integrierte Sensorsysteme, Prof. König, Kaiserslautern

Tel.: 0631 205 3696, e-mail: [koenig@eit.uni-kl.de](mailto:koenig@eit.uni-kl.de)

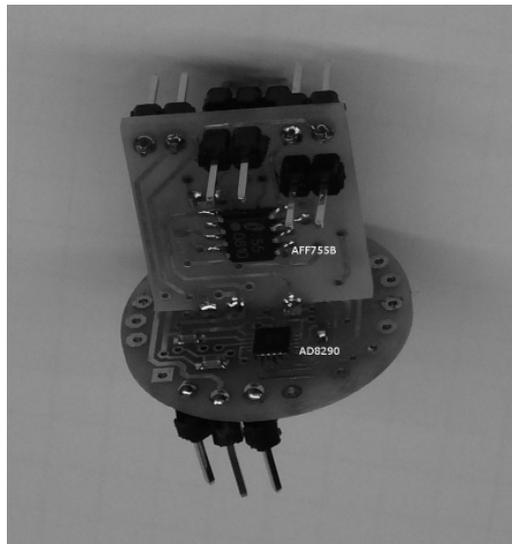
## Kurzfassung

Drahtlose Sensornetzwerke (WSN) erfahren wachsende Anwendung in Industrie und Forschung, wie z.B. in der Automatisierungstechnik, der Hausautomatisierung oder *Ambient Intelligence*. Insbesondere der Realisierung von Energie effizienten Lösungen für autonome oder autarke Systeme kommt für den praktischen Einsatz große Bedeutung zu. Während Mikrocontroller in hoch optimierter Form verfügbar sind, stellen Sensoren und Sensorelektronik den dominierenden Faktor bei der Leistungsaufnahme dar. Im Gegensatz zur üblichen Methode, die Ruhestrome durch Verwendung von leistungsarmen Komponenten zu verringern, untersucht diese Studie die Problemstellung der Minimierung der Verlustleistung im geschalteten Betrieb in Verbindung mit der digitalen Rekonfigurierbarkeit im Sinne von Self-x Eigenschaften, z.B. Selbst-Überwachung, -Justierung oder -Reparatur, für integrierte Sensorelektronik. Dazu wird, nach Analyse gegenwärtig verfügbarer Ansätze und Bausteinen, eine Entwurfsstudie am Beispiel eines triaxialen magneto-resistiven Sensorsystems für WSN-Lokalisierung durchgeführt. Die gesamte Struktur, inklusive der Messbrücke, kann vom Mikrocontroller rekonfiguriert und selektiv aktiviert werden. Die interne, teilrekonfigurierbare Schaltungsstruktur, die in einer 0,35µm CMOS Technologie entworfen und simuliert wurde, wurde im Hinblick auf das Transientverhalten, die Messdauer und -abstände, verschiedene Messbrückenwiderstände und den Verlustleistungsbedarf hin optimiert gestaltet.

# 1 Einleitung

Drahtlose Sensornetzwerke haben, besonders im letzten Jahrzehnt, eine stete Entwicklung erfahren und werden mit verschiedensten Sensoren in zahlreichen Anwendungen eingesetzt. Autarke WSN-Applikationen erfordern extrem leistungseffiziente Systeme, die auf Prinzipien wie Energy-Harvesting und Low-Power Schaltungen basieren. Zum Stand der Technik existieren sehr leistungsfähige Mikrokontroller, wie die TI MSP 430 Familie, Atmel Xmega oder die kürzlich eingeführten ENERGMICRO ARM Cortex M3 Controller. Diese weisen sehr effiziente Ruhemodi auf, die auch den bzw. die A/D-Wandler als Teil der Sensorelektronik umfassen und diese Ressourcen nur zum Zeitpunkt einer konkreten Messungsdurchführung aktivieren. Die Sensoren und die Elektronik zur Sensorsignalkonditionierung sind jedoch in der Mehrzahl der WSN Realisierungsfälle nicht in die Ruhemodi mit eingebunden.

Nachfolgend wird die Thematik der Minimierung der Verlustleistung im geschalteten Betrieb in Verbindung mit der digitalen Rekonfigurierbarkeit für integrierte Sensorelektronik aufgegriffen und der Fortschritt einer Entwurfsstudie [10] am Beispiel eines triaxialen magneto-resistiven Sensorsystems für eine neuartige WSN-Lokalisierung vorgestellt (**Bild 1**).



**Bild 1:** Prototyp eines triaxialen AMR-Sensors für WSN-Lokalisierung

## 2 Stand der Technik verlustarmer Sensorelektronik

Eine Untersuchung des Stands der Technik verlustarmer Sensorelektronik zeigt, dass hauptsächlich zwei Ansätze verfolgt werden. Zum einen werden sehr verlustleistungsarme und damit träge Verstärker, z.B. der AD8231 [3], die z.T. auch noch digitale Rekonfigurierbarkeit zur Trimmung aufweisen [1,3,5], eingesetzt, wobei die Sensoren selbst im Dauerbetrieb bleiben. Zum anderen werden Ansätze auf verschiedenen Integrationsniveaus verfolgt, die Sensoren und Elektronik nur während des kurzen Messvorgangs einschalten und flinkere Verstärker mit größeren Strömen vorsehen [2, 4]. Prinzipiell kann letzteres über geschaltete Spannungs- oder Stromquellen erreicht werden, z.B. auch über geschaltete diskrete Festspannungsregler, z.B. ADP120. In wenigen Fällen, z.B. beim SX8724 [7], finden mit Einschränkungen sowohl das Prinzip der Rekonfigurierbarkeit als auch Ruhemodi Anwendung.

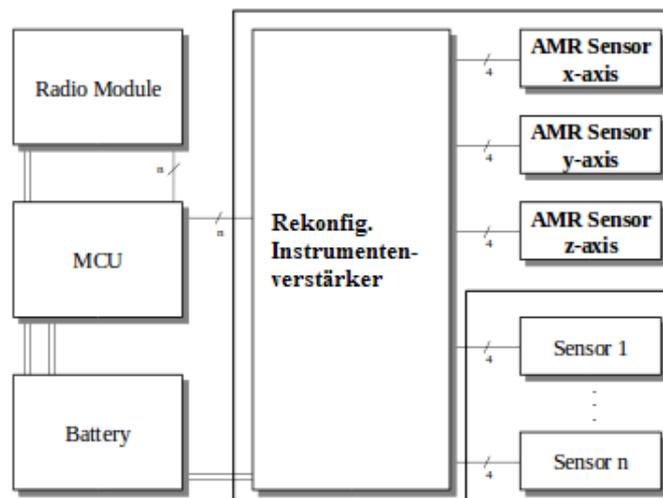
Baustein	Hersteller	Rekonfigurierbarkeit	Speisestrom	Shutdown Möglichkeit	Brückenkontrolle	Kanalzahl	Quelle
AD8235	Analog Devices	Widerstand, Verstärkung 5-200	40 $\mu$ A	ja typ. 6nA max. 500nA	nein	1	[11]
AD8231	Analog Devices	Digital Verstärkung 1-128	5mA	ja	nein	1	[3]
AD8290	Analog Devices	fest, Widerstand für Brückenversorgung	1.2mA	ja m. Brücke <0.5 $\mu$ A	ja 300-1300 $\mu$ A	1	[4]
PGA308/9	Texas Instr.	Digital Verstärkung 2.67-9600, Offset	1.2mA	ja/nein 260 $\mu$ A	nein, nur Linearisierungskompensation	2	[5]
ZSI21013	ZMD	ja Autozero-Offset	Typ. 8 $\mu$ A	ja m. Brücke 100nA	ja	3	[2]
SX8725	Semtech	Verstärkung 1/12-1000, Offset Kompensation, Auflösung/ Geschw./ Versorgungsstrom	150-1200 $\mu$ A aktiv, 75-200nA Ruhestrom	ja	ja	3	[7]

**Tabelle 1:** Vergleichstabelle erhältlicher Sensorsignalkonditionierer in Bezug auf Abschaltbarkeit und Rekonfigurierbarkeit

### 3 Leistungseffiziente Sensorelektronik im WSN

Im Folgenden wird der Entwurf einer mehrkanaligen, rekonfigurierbaren und abschaltbaren Sensorelektronik orientiert am Bedarf des Atmel Xmega 256 erläutert. Das Ziel dabei ist, durch die Einführung von Ruhemodi den Leistungsverbrauch maßgeblich zu reduzieren sowie bei gleichzeitiger Offset-Korrektur Stromquellen und Verstärkung durch Rekonfigurierbarkeit flexibel zu gestalten. Zusätzlich wird, abgestimmt auf die Anwendung eines AMR-Sensors, die Funktionalität zur Erzeugung von Flip-Strompulsen schrittweise integriert. Die Entwicklung erfolgte im ersten Ansatz basierend auf einer 0,35µm Bulk-CMOS Technologie und ist die Fortsetzung einer früheren Studie [10].

Der Aufbau des verwendeten Sensorknotens ist in **Bild 2** dargestellt. Ein Batteriegetriebener Mikrocontroller (Atmel Xmega 256) liest die Ausgänge verschiedener Sensorkanäle. Für die Lokalisierung des WSN-Knotens werden AMR-Sensorbrücken in einem triaxialen Aufbau eingesetzt. Im ersten Prototyp hatten die drei AMR-Brücken eine Leistungsaufnahme von 3,6 mW. An jede Brücke ist ein Instrumentierungsverstärker angeschlossen, was einen zusätzlichen Leistungsbedarf von mindestens 7,2 mW zur Folge hatte. Zusammen ergab sich dadurch pro Stunde ein Wert von 10,8 mWh. Der Mikrocontroller hingegen benötigt lediglich einige µW an Leistung.



**Bild 2:** Blockdiagramm des der Studie zugrunde liegenden drahtlosen Sensorknotens [10]

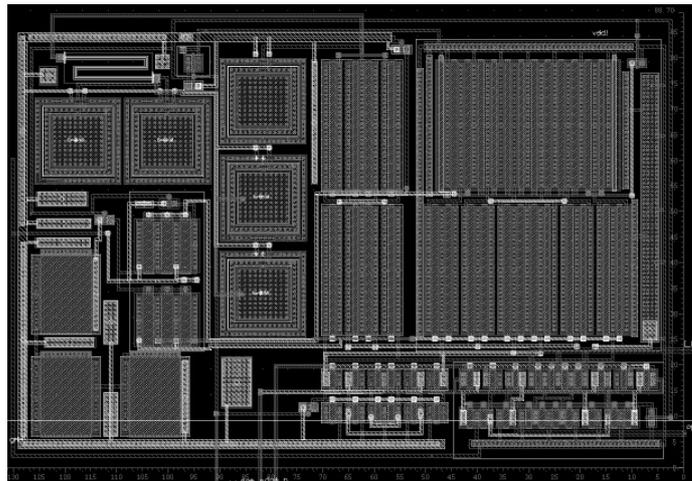
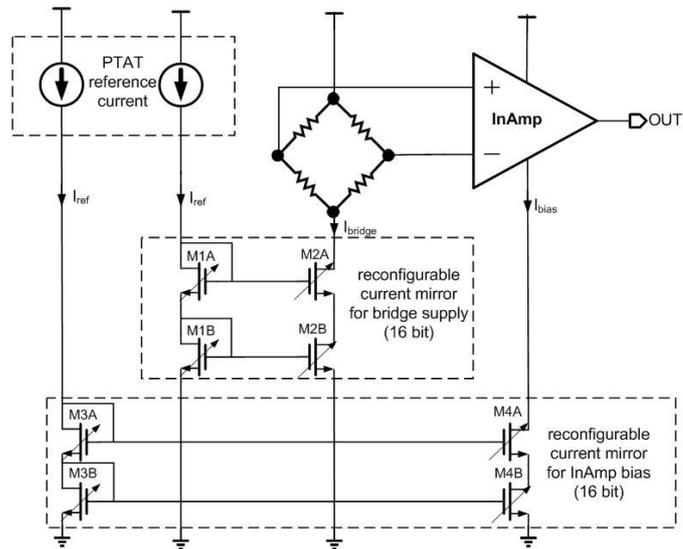
Durch die Einführung von Ruhemodi für die Sensorelektronik, einer Brückensteuerung, Optionen zur Rekonfiguration und integrierte Erzeugung von Flip-Strompulsen bis zu 150mA für die AMR-Sensoren soll ein effizientes Design mit optimierten Merkmalen geschaffen werden.

Im ersten Schritt der bisherigen Untersuchungen [10] wurden Instrumentierungsverstärker hinsichtlich Geschwindigkeit und Leistungsaufnahme, basierend auf einer Modellierung auf Schaltplanniveau, optimiert. Verschiedene Versionen wurden dabei mit Bezug auf Slew-Rate, Messdauer beziehungsweise notwendiger Einschaltzeit  $T_{on}$  und Leistungsaufnahme untersucht. Ihre Eigenschaften wurden sowohl im geschalteten als auch im kontinuierlichen Betrieb ermittelt und verglichen, wobei leistungsstarke Verstärker mit hoher Stromaufnahme kürzer eingeschaltet werden müssen als solche mit geringerer Leistungsaufnahme. Die Evaluierung ergab, dass der schnellste Verstärker mit der höchsten Leistungsaufnahme im geschalteten Betrieb die beste Energiebilanz für die niederohmige AMR-Brücke aufweist. Bei hochohmigen Brücken ist hingegen ein langsamerer und leistungsgünstigerer Verstärker vorteilhafter. Unter Berücksichtigung dieser Ergebnisse werden für vier Eigenschaften rekonfigurierbare Elemente eingesetzt. Diese sind, ähnlich wie in [7], die Brückenversorgung, die Bias-Ströme der Verstärker, die Einstellung des Verstärkungsfaktors sowie die Offset-Korrektur.

## **4 Entwurf und Implementierung geschalteter, rekonfigurierbarer Sensorelektronik**

Aus der bisherigen Studie [10] sind die Ergebnisse mit vollständig entworfenen Zellen zu verifizieren, letzte Freiheitsgrade zu bestimmen und spezifische Ergänzungen, wie die der Flip-Schaltung für die AMR-Sensoren, vorzunehmen. Die vorgesehene Sensorschaltung besteht aus einer externen Widerstandsbrücke, einer programmierbaren Stromquelle, einem rekonfigurierbaren Instrumentierungsverstärker mit einem 16-Bit D/A-Wandler und einer Schaltung zur Erzeugung von Flip-Strompulsen. Die Rekonfigurierbarkeit dient dabei zur Offset-Korrektur und der Einstellung des Verstärkungsfaktors. Weiterhin können der Versorgungsstrom der Sensorbrücke für verschiedene Brückenwiderstände eingestellt werden sowie die Versorgungsspannung und Querströme des Verstärkers zur Minimierung der Leistungsaufnahme (s. auch **Bild 6** bzgl. der Rekonfigurationsbitbreiten).

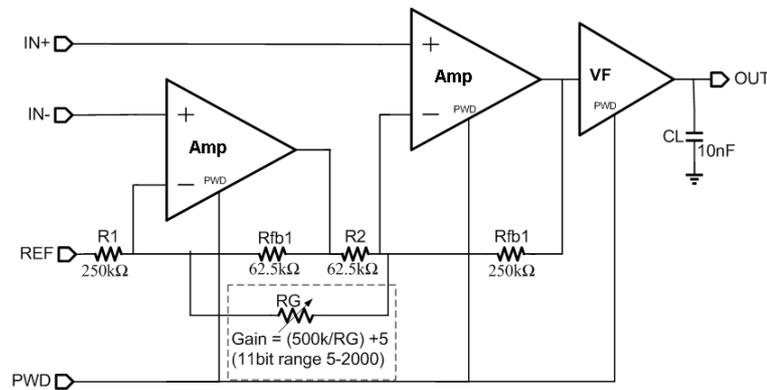
In **Bild 3** ist die Funktionsweise der Rekonfigurierbarkeit dargestellt. Eine PTAT-Referenzstromquelle wird mit Hilfe zweier Kaskoden gespiegelt, wobei jede mit 16 Bit rekonfigurierbar ist, sodass Ströme bis zu 1,5mA erreicht werden können [10].



**Bild 3:** Rekonfigurierbare Stromquelle (Blockbild [10] und Layout)

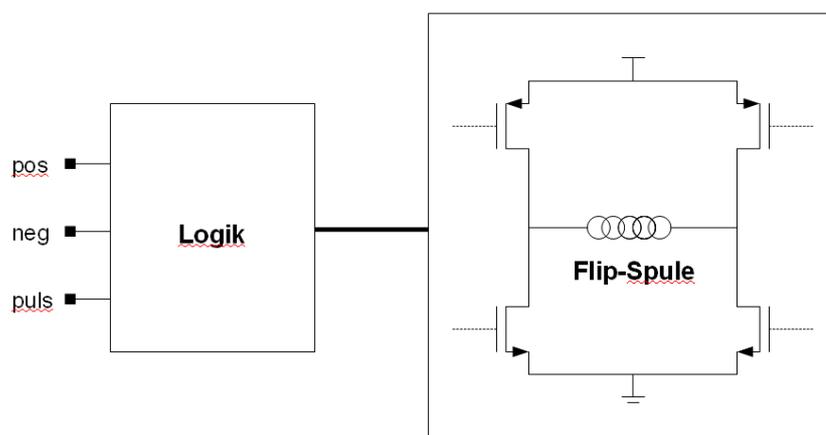
Erreicht wird dies durch die variabel einstellbare Weite der Transistoren zwischen  $1\mu\text{m}$  und  $255\mu\text{m}$ . Die Rekonfigurierbarkeit der Bias-Ströme des Verstärkers geschieht auf ähnliche Weise. Durch Erhöhung des Stromes wird der Verstärker schneller bei gleichzeitiger Erhöhung der Leistungsaufnahme. Der Aufbau des Instrumentierungsverstärkers ist in **Bild 4** zu sehen. Die Verstärkung kann mittels eines digital programmierbaren 11-Bit Widerstandes zwischen Faktor 5 und 2000 eingestellt werden. Der Verstärker kann Lasten bis zu  $10\text{nF}$  trei-

ben, sodass eine externe A/D-Wandlerstufe angeschlossen werden kann. Die Offset-Korrektur erfolgt mit einem geschalteten 16-Bit D/A-Wandler, der über einen Referenzeingang mit dem Instrumentierungsverstärker verbunden ist. Somit ist eine Berichtigung von bis zu +/- 140mV in Schritten von 10µV vorgesehen.



**Bild 4:** Rekonfigurierbarer Instrumentierungsverstärker mit Ruhemodus [10]

Für die AMR-Sensoren wird ein kurzer Flip-Puls mit einem relativ hohen Strom benötigt. Diese Funktionalität wurde hier ebenfalls in die Sensorelektronik integriert, so dass keine externe Pulsquelle benötigt wird. Der grundlegende Aufbau entspricht dem in **Bild 5** dargestellten Blockbild. Auf diese Weise können Strompulse mit bis zu 200mA an 1,2Ω Flipspulenwiderstand und einer durch den Mikrocontroller bestimmten Dauer bei ca. 40ns Einschaltzeit ausgegeben werden.



**Bild 5:** CMOS-Schaltung für die Erzeugung des Flip-Strompulses

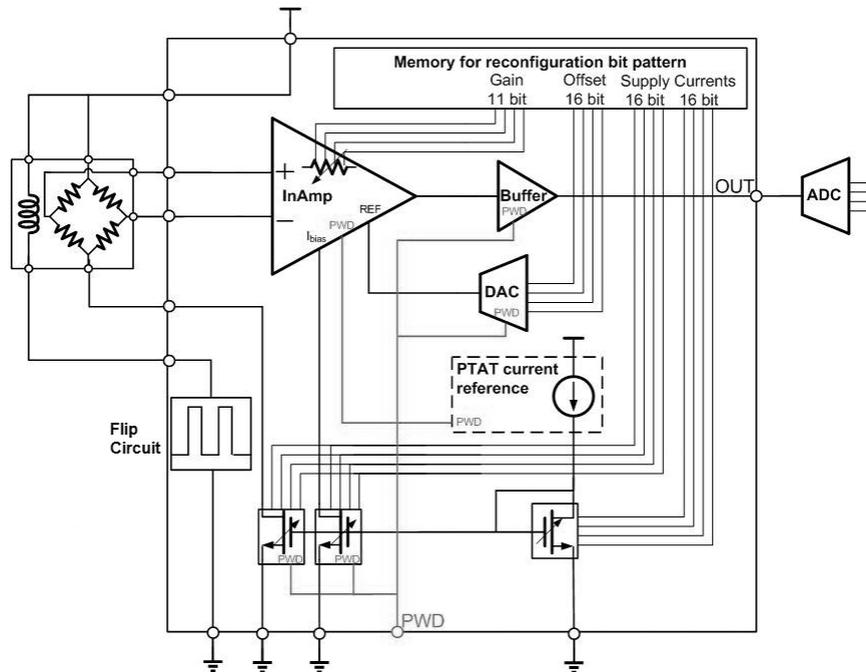
Die benötigte Fläche ist mit ca.  $2,5\text{mm}^2$  ein erheblicher Anteil der erwarteten Gesamtfläche. Daher wird z. Z. untersucht, ob sich alle drei Sensoren im triaxialen Sensor mit der selben Schaltung flippen lassen.

## 5 Zusammenfassung und Ausblick

Motiviert aus dem wachsenden Bedarf an drahtlosen Sensornetzwerken, dem begrenzten Energiebudget und den Einschränkungen gegenwärtig verfügbarer Sensorelektronikbausteine wurde eine Entwurfsstudie einer optimierten, rekonfigurierbaren und abschaltbaren Sensorelektronik auf den Weg gebracht und über den Fortgang berichtet. In der Entwurfsstudie wurde eine mehrkanalige, rekonfigurierbare und abschaltbare Sensorelektronik im Hinblick auf den Einsatz mit einem Atmel Xmega 256 oder vergleichbaren Mikrocontroller entwickelt und für den Bedarf einer konkreten magneto-resistiven Sensorstruktur für die Lokalisierung von Sensorknoten ausgelegt. **Bild 6** zeigt das Blockdiagramm eines Kanals mit u.a. digital rekonfigurierbarer Stromquelle, Verstärkung, Offsetkorrektur und neu hinzu gekommener *Flip*-Schaltung. Die gesamte Struktur, inklusive der AMR-Brücke, kann vom Mikrocontroller in den Ruhemodus versetzt werden. Die interne, teilrekonfigurierbare Schaltungsstruktur, die in einer  $0,35\mu\text{m}$  Bulk-CMOS Technologie entworfen und simuliert wurde, wurde im Hinblick auf das Transientverhalten, die Messdauer und -abstände, verschiedene Messbrückenwiderstände und den Verlustleistungsbedarf hin optimiert gestaltet. Die Implementierung wesentlicher Komponenten bis auf die physikalische Ebene erfolgt im Rahmen des Lehrprojekts 2010 der TESYS-Vorlesung (Technologie und Entwurf gemischt analog/digitaler Schaltungen und Systeme). Mit Hilfe dieser Sensorelektronik soll der Leistungsverbrauch des Sensorknotens signifikant reduziert werden, sodass sich bei der erwarteten Aufnahme von  $38,9\text{mW}$  im eingeschalteten Zustand und  $5,4\mu\text{W}$  im Ruhezustand, bei einer angenommenen Messrate von 60 Messungen in der Minute und Messdauern von je  $500\text{ms}$ , im zeitlichen Mittel eine Leistungsaufnahme von nur noch  $0,33\text{mW}$  ergibt.

Basierend auf dem Konzept dieser Studie soll zunächst für das Lokalisierungssystem und potenziell hochvolumige Kompass-Anwendungen die Sensorelektronik optimiert werden. In weiteren Entwicklungsschritten soll das innovative Modell eines generischen IC-Bausteins realisiert werden, der aufgrund seiner flexiblen Einsatzmöglichkeiten mit verschiedenen Sensortypen verwendet werden kann und zusätzlich durch sogenannte Self-x Eigenschaften verbesserte Robustheit und Messgenauigkeit bieten kann. Im Vordergrund steht dabei der Einsatz

in autonomen sowie autarken Systemen, wo der Leistungsbedarf einen kritischen Faktor darstellt. Außerdem ist die Umsetzung in eine SOI CMOS Technologie vorgesehen, sodass zusätzlich die durch Leckströme verursachte Verlustleistung im *Standby*-Betrieb verringert wird.



**Bild 6:** Blockdiagramm eines Kanals des angestrebten AMR-Sensorknotens

## Danksagung

Wir danken Herrn S. Carrella, und Herrn K. Iswandy für die Informationen zur Lokalisierung von AMR-Sensoren aus dem BMBF-Projekt (PAC4PT-ROSIG, 16SV3604) und Herrn B. Kuncoro für seinen Beitrag zum Platinen-Entwurf. Die wesentlichen Schaltungen und Layouts der Studie werden z.Z. von D. Goeke, S. Braun, A. Renner und M. Johar im Rahmen des Lehrprojekts TESYS2010 erstellt ([http://www.eit.uni-kl.de/koenig/deutsch/TESYS\\_Intro.html](http://www.eit.uni-kl.de/koenig/deutsch/TESYS_Intro.html)).

## Literatur

- [1] Texas Instruments. Single Supply Auto-Zero Sensor Amplifier with Programmable Gain and Offset, <http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/pga308.html>
- [2] ZMDI. MUSic Low Power Multi-Channel Sensor Interface IC, <http://www.zmdi.com/products/sensor-signal-interfaces/zmd21013>
- [3] Analog Devices. Zero Drift, Digitally Programmable Instrumentation Amplifier, [http://www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/AD8231.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8231.pdf)
- [4] Analog Devices. G = 50, CMOS Sensor Amplifier with Current Excitation, [http://www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/AD8290.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8290.pdf)
- [5] Texas Instruments. Voltage Output Programmable Sensor Conditioner – PGA309, <http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/pga309.html>
- [6] Analog Devices. Digitally Programmable Sensor Signal Zero-Drift Amplifier, [http://www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/AD8555.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8555.pdf)
- [7] Semtech. ZoomingADC for Pressure and Temperature Sensing, <http://www.semtech.com/sensors-signal-conditioners/signal-conditioners/sx8724>
- [8] S. K. Lakshmanan and A. König. "Statistical Analysis of Compensating Properties of Reconfigurable Analog Circuits for Generic elf-X Sensor Interface.", *Proc. of the 14th Int. Conf. Sensor Conference 2009, SENSOR+TEST 2009*, pp. 263-268, Nürnberg, Germany, 26-28 May 2009.
- [9] S. Carrella, K. Iswandy, K. Lutz, and A. König. "3D-Localization of Low-Power Wireless Sensor Nodes Based on AMR-Sensors in Industrial and Aml Applications", Accepted in *Sensoren und Messsysteme 2010*, Nürnberg, 18.-20. May, 2010.
- [10] K. Lutz and A. König. "Minimizing Power Consumption in Wireless Sensor Networks by Duty-Cycled Reconfigurable Sensor Electronics", *Proceedings of the 2010 8<sup>th</sup> International Workshop on Intelligent Solutions in Embedded Systems, WISES2010*, pp. 97-102, Heraklion, Crete, Greece, 8.-9. July 2010.
- [11] Analog Devices. Digitally Programmable Sensor Signal Zero-Drift Amplifier, [http://www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/AD8235.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8235.pdf)

# System zur Erfassung des Drucks der Zunge gegen den harten Gaumen

Ingmar Stöhr<sup>1</sup>, Gabriele Schuster<sup>2</sup>, Roland Werthschützky<sup>1</sup>

1) Institut für Elektromechanische Konstruktionen, Professor R. Werthschützky,  
Technische Universität Darmstadt

2) Poliklinik für Kieferorthopädie, Professor S. Kopp,  
J.W. Goethe-Universität Frankfurt

Tel. 06151-166869, E-Mail: i.stoehr@emk.tu-darmstadt.de

## Kurzfassung

Im Rahmen des DFG-Projektes WE 2308/5-1 wird ein drahtloses Messsystem zur orts aufgelösten Erfassung des Zungendrucks entwickelt. Ziel ist ein besseres Verständnis des Einflusses der Zunge auf Kiefer und Zähne. Hierzu werden piezoresistive Silizium-Absolutdrucksensoren und die dazugehörige Auswertelektronik in eine tiefgezogene Gaumenplatte integriert. Ein neuartiges Packaging für die Sensoren sowie Energiesparkonzepte für die Auswertelektronik werden vorgestellt.

## 1 Einleitung

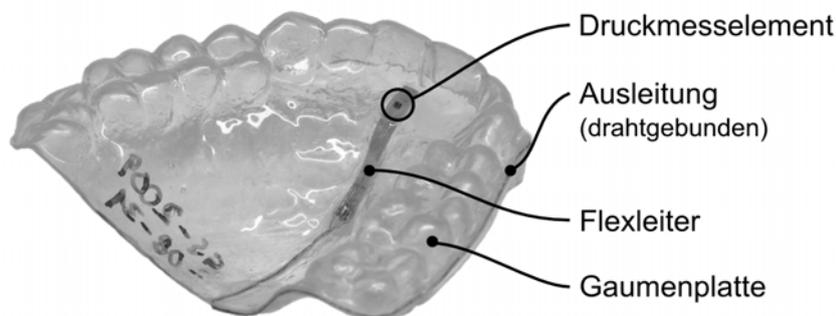
Für Kieferorthopäden und Logopäden ist die Kenntnis von Zungenlage, der Größe und Verteilung des Zungendrucks, sowie der Zungenfunktion ein wichtiges Element der Diagnose und Therapie. Zungendruck ist der Druck der Zunge gegen den Gaumen. Zungenfehlstellungen und -fehlfunktionen können zu Zahnfehlstellungen und Sprachstörungen führen. In der kieferorthopädischen Forschung werden daher seit 1950 vielfältige Versuche unternommen, den Zungendruck zu quantifizieren. Die Art der verwendeten Messverfahren reicht dabei vom Messen der Höhe einer Wassersäule [1], Druckmessdosen mit Metallfilm-Dehnmesselementen (DMS) [2,3] über Biegebalken mit DMS [4,5] bis zu hydraulischer Übertragung auf Drucksensoren außerhalb des Mundraumes [6]. Allen Systemen ist gemein, dass sie eine Verbindung in Form von Kabeln oder Schläuchen aus dem Mundraum nach außen benötigen. Diese führen neben der

Messvorrichtung selbst zu einer zusätzlichen Veränderung des Habitus des Probanden. Bis heute gibt es am Markt kein System, welches Größe und Verteilung des Zungendrucks am Gaumen messen kann. Die zwei etablierten Systeme (der *Faceformer* [7] und das *Iowa Oral Performance Instrument* (IOPI) [8]) sind nur zur Messung des maximalen Zungendrucks geeignet. Beide Geräte übertragen die Änderung des Drucks innerhalb einer ballonartigen Struktur über einen Schlauch an ein Messgerät außerhalb des Mundraums. Durch diesen Aufbau sind sie nicht zur örtlich aufgelösten Messung des Zungendrucks geeignet.

Ziel ist daher die Schaffung eines energieautarken Messsystems, welches den Zungendruck orts aufgelöst statisch und dynamisch erfassen kann. Das System soll in erster Linie für klinische Studien eingesetzt werden. Ein späterer Einsatz in Diagnostik und Therapie findet beim Entwurf bereits Berücksichtigung.

## 2 Anforderungen an das Messsystem

Bei der Messung des Zungendrucks handelt es sich nicht um Druckmessung im Sinne der inneren Kraftverteilung eines Fluids. Druck wird hier im Sinne einer flächigen Krafteinleitung durch die Zunge verwendet. Um Irritationen des Patienten durch die Messung gering zu halten ist eine minimale Dicke des Messsystems anzustreben. Aus dem selben Grund ist ein drahtloses, energieautarkes Messsystem gefordert. Die individuelle Gaumenform erfordert für jeden Patienten ein angepasstes Messsystem. Um größere klinische Studien oder später den Einsatz in Diagnostik oder Therapie zu ermöglichen, muss daher neben den messtechnischen Anforderungen der Aufwand für die Herstellung, bzw. für die Anpassung an den Patienten bei der Entwicklung berücksichtigt werden.



**Bild 1:** Gaumenplatte mit auf Flexleiter montiertem Si-Drucksensor (SM5108) und kabelgebundener Ausleitung

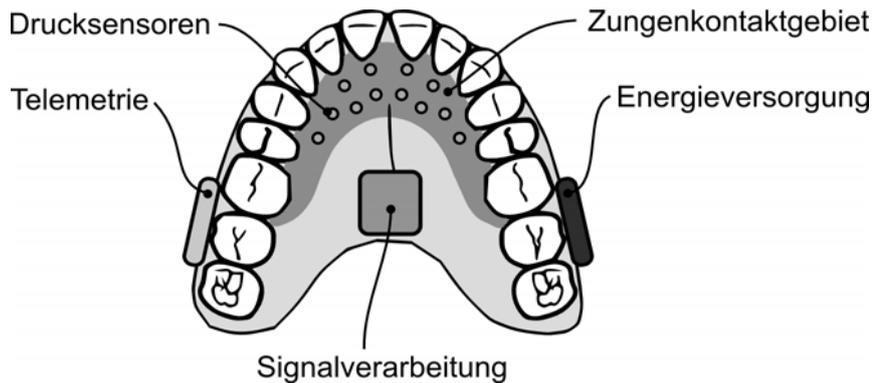
Für einige messtechnische Anforderungen, wie den maximale Zungendruck oder den Zungendruck beim Schlucken, gibt es Literaturwerte aus den in der Einleitung genannten Untersuchungen. Über den Zungendruck beim Sprechen und insbesondere die beim Schlucken und Sprechen auftretenden Frequenzanteile sind keine Informationen verfügbar. Um diese zu ermitteln, wird ein piezoresistiver Silizium-Drucksensor in einer tiefgezogenen Gaumenplatte montiert. Die Kontaktierung erfolgt über Drahtbonden auf vergoldete Flexleiter. Mit einem Silikon wird der Aufbau abgedichtet. Die Signalausleitung erfolgt über ein dünnes Kabel. Mit diesem Aufbau (Bild 1) werden an zwei Probanden Zungendruckverläufe beim Schlucken und Sprechen aufgezeichnet und daraus die in Tabelle 1 aufgeführten Anforderungen abgeleitet.

**Tabelle 1:** Anforderungen an das drahtlose Zungendruckmesssystem

Anforderung	Wert	Bemerkung
Messbereich	-50 .. +200 mbar	beim Sprechen und Schlucken
Maximaldruck	1000 mbar	maximaler Zungendruck
Auflösung	1 mbar	
Arbeitsfrequenzbereich	statisch .. 15 Hz	W: Abtastrate variabel
Dicke des Messsystems	< 1,5 mm	minimale Irritation
Anzahl der Messstellen	≥ 8	

### 3 Aufbau des Messsystems

Der Aufbau des Messsystems basiert auf in vorangegangenen Arbeiten [9] gesammelten Erkenntnissen. Bild 2 zeigt eine Ansicht des Oberkiefers mit den wesentlichen Komponenten des Messsystems und deren Anordnung. Im Zungenkontaktgebiet sind acht bis zwölf Messelemente angeordnet. Diese werden an eine Auswerteelektronik angeschlossen, die sich hinter dem Zungenkontaktgebiet befindet. Hier ist die Bauhöhe weniger kritisch und es sind nur kurze Verbindungen notwendig. Energieversorgung und Telemetrie werden in den beiden Backentaschen untergebracht. Dort ist der Einfluss auf die Zungenfunktion gering.



**Bild 2:** Ansicht des Oberkiefers mit Anordnung der Komponenten für ein drahtloses Zungendruckmesssystem

Die Montage der Komponenten erfolgt in einer aus einem Thermoplast tiefgezogenen Gaumenplatte. Idealerweise wird die gesamte Elektronik zusammen mit den Sensoren auf einer flexiblen Leiterplatte montiert. Alternativ ist aber auch ein Aufbau aus einzelnen starren Modulen mit Verbindungen aus Flexleitern möglich. Dieser Aufbau hat den Vorteil, dass nicht für jede Gaumenform eine neue Leiterplatte gefertigt werden muss, sondern Länge und gegebenenfalls Form der Verbindungsstücke zwischen den Modulen angepasst werden kann. Die Montage des Messsystems in die Gaumenplatte kann dann durch einen Zahntechniker erfolgen, da keine weiteren Arbeiten an der Elektronik notwendig sind.

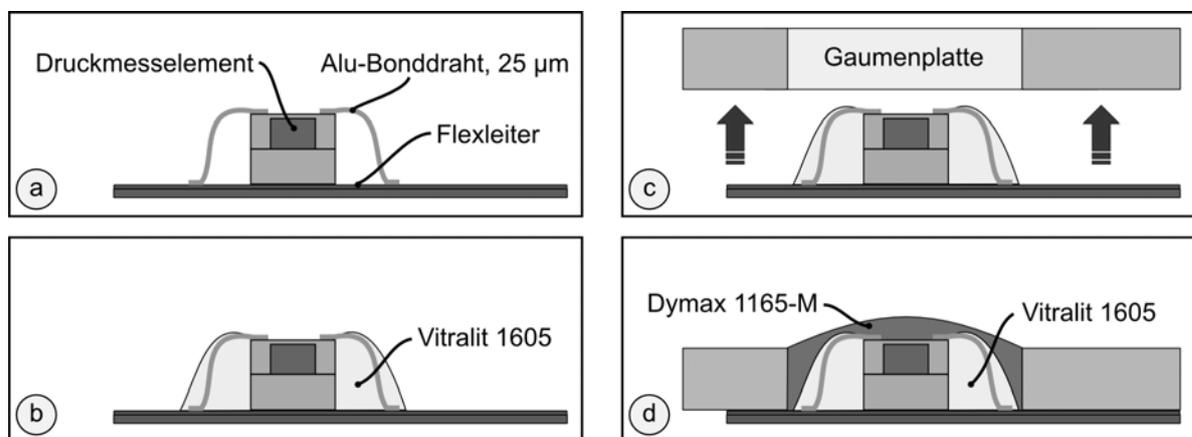
### 3.1 Messelemente

Da auf der Rückseite der Gaumenplatte keine konstanten Druckverhältnisse herrschen, wird der Absolutdruck erfasst. Durch die abgeschlossene Bauweise der eingesetzten Silizium-Absolutdruck-Messelemente verbessert sich auch die Sterilisierbarkeit des Messsystems. Es kommen Messelemente vom Typ SM5108C von Silicon Microstructures, USA, zum Einsatz. Es handelt sich dabei um die kleinsten am Markt erhältlichen piezoresistiven Si-Messelemente. Die Elemente weisen einen klassischen Aufbau, Silizium auf Glasgegenkörper, bei Abmessungen von  $0,65 \times 0,65 \times 0,65 \text{ mm}^3$  auf. So lässt sich eine hohe Anzahl von Messstellen im Bereich des Zungenkontaktgebietes realisieren. Bei geeigneter Gehäusung der Messelemente kann eine Bauhöhe von unter einem Millimeter erreicht werden.

### 3.2 Gehäuseung der Messelemente

Messelement und Kontaktierung müssen mit einem dichten Gehäuse versehen werden, welches aber gleichzeitig die Druckeinleitung sicher stellen muss. Gehäuse industrielle Drucksensoren sind meist mit einer Metallmembran und einer Ölfüllung versehen. In den geforderten Abmessungen (Tabelle 1) lässt sich dies jedoch nicht realisieren. Zudem ist die Trennmembran empfindlich gegenüber punktueller mechanischer Belastung. Als Alternative bleibt nur, das Messelement durch einen Verguss mit einem nachgiebigen, wasserdichten Material zu schützen.

Der Verguss der Messelemente kann erst nach der Montage in der Gaumenplatte erfolgen. Nur so kann zur Zunge hin eine glatte und homogene Oberfläche erreicht werden. Etwaige Spalte oder Grate empfindet der Proband als unnatürlich und wird dadurch in seiner normalen Zungenfunktion beeinträchtigt. Durch die sehr individuellen Gaumenformen ist eine manuelle Montage des Messsystems in der Gaumenplatte notwendig. Dabei besteht die Gefahr, die empfindlichen Bonddrähte zu beschädigen. Durch ein neu entwickeltes, zweistufiges Packaging wird dies verhindert [10].



**Bild 3:** Entwickelter zweistufiger Gehäuseungsprozess

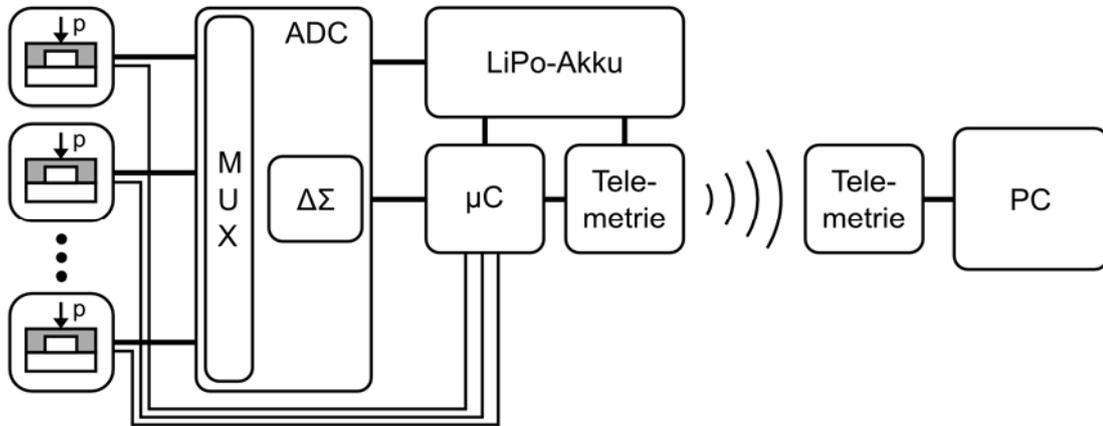
- Montage Messelement und Kontaktierung auf Flexleiter
- Schutz der Bonddrähte mit UV-vernetzendem Epoxidharz
- Einbau des Messelementes in die Gaumenplatte
- Verguss mit einem Acryl-Urethan zur Abdichtung und Druckeinleitung

Bild 3 zeigt den Packaging- und Montageprozess. Im ersten Schritt wird das Messelement auf dem Flexleiter befestigt. Die Kontaktierung erfolgt über Drahtbonden mit 25  $\mu\text{m}$  Aluminiumdraht. Im nächsten Schritt werden die Bonddrähte mit einem UV-vernetzenden Epoxidharz (Vitalit 1605) vergossen. Nach dem Aushärten sind die Bonddrähte vor mechanischen Beschädigungen geschützt und das Messelement kann in die Gaumenplatte eingeklebt werden. Im letzten Schritt erfolgt der Verguss mit einem medizinisch zugelassenen, ebenfalls UV-vernetzenden Acryl-Urtehan (Dymax 1165-M). Dieses dichtet Messelement und Kontakte ab und dient gleichzeitig der Druckeinleitung in die Messplatte. Mehrere so gehäuste Messelemente werden hinsichtlich ihrer statischen Kennwerte charakterisiert. Der Übertragungsfaktor der Messelemente ändert sich durch das Packaging gegenüber dem ungehäusten Messelement maximal um 5,5 %. Der Linearitätsfehler beträgt 3,5 % und der Hysteresefehler 0,55 %. Zur Zeit werden Messungen zum dynamischen Verhalten des Vergusses durchgeführt. Ausführliche Untersuchungen zur Resistenz gegenüber Wasser und Speichel stehen noch aus.

### **3.3 Auswerteelektronik**

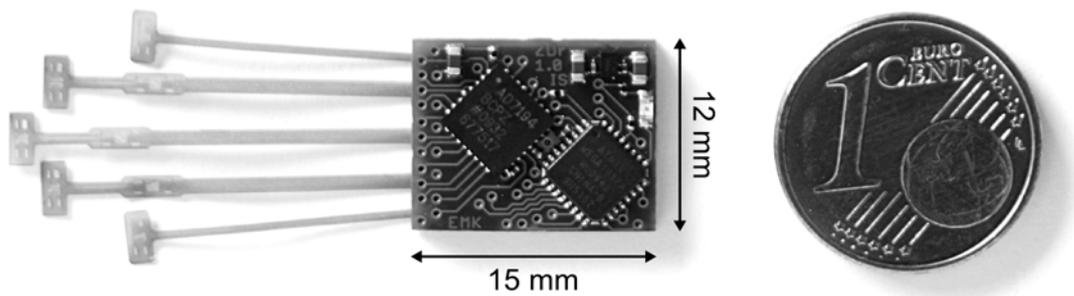
Ein wesentliches Element der Messsystems ist die Auswerteelektronik. Da die Ausleitung der Drucksignale drahtlos erfolgen soll, muss die dafür erforderliche Elektronik ebenfalls im Mundraum untergebracht werden. Der dafür geeignetste Platz ist im Gaumen unmittelbar hinter dem Zungenkontaktgebiet. Hier sind die Verbindungen zu den Messelementen kurz und die Bauhöhe ist weniger beschränkt. Es stehen jedoch maximal 2  $\text{cm}^2$  Fläche zur Verfügung. In diesem Bauraum muss die gesamte Auswerteelektronik für mindestens acht piezoresistive Drucksensoren untergebracht werden. Es ist eine hohe Integrationsdichte erforderlich. Die Integration von Funktionen auf einem IC ist gegenüber der Verwendung mehrerer ICs wegen der kleineren Strukturgrößen auf Silizium immer vorteilhaft. Erste Abschätzungen ergeben, dass eine Realisierung bestehend aus einzelnen Komponenten, wie Instrumentationsverstärker, Tiefpass, AD-Wandler, auf der geforderten Fläche nicht möglich ist. Daher werden hochintegrierte Auswerte-ICs recherchiert. Von den recherchierten ICs ist der AD7194 von Analog Devices am besten geeignet. Er beinhaltet Multiplexer für acht resistive Brücken, Instrumentationsverstärker, einstellbare Verstärkung und einen 24 Bit Delta-Sigma-AD-Wandler auf einer Fläche von 5x5  $\text{mm}^2$ .

Bild 4 zeigt ein Blockschaltbild des Messsystems in dem neben der Auswerteelektronik und den Messelementen auch die drahtlose Datenübertragung und die Energieversorgung dargestellt sind.



**Bild 4:** Blockschaltbild des Messsystems bestehend aus der Auswerteelektronik, Sensoren, Telemetrie, Energieversorgung und empfangendem PC

Durch die Ausführung des Messsystems als drahtlose Sensoranwendung ist automatisch auch eine autarke Energieversorgung notwendig. Neben dem Bauraum ist daher die Energieaufnahme ein entscheidendes Kriterium. Einen erheblichen Anteil am Stromverbrauch haben die Sensorelemente. Diese weisen einen Brückenwiderstand von  $5\text{ k}\Omega$  auf. An einer Speisespannung von  $3,3\text{ V}$  ergibt sich daraus ein Stromverbrauch von  $0,66\text{ mA}$  pro Sensorelement. Für alle Messelemente zusammen also  $5,28\text{ mA}$ . Im Vergleich dazu benötigen AD-Wandler und Mikrocontroller jeweils nur ca.  $4\text{ mA}$ . Um die Leistungsaufnahme zu senken, müssen sich die Komponenten so lange wie möglich in einem stromsparenden Schlafmodus befinden. Dies wird auch auf die Messelemente übertragen. Durch das Multiplexverfahren kann ohnehin immer nur eine Brücke ausgewertet werden. Daher ist die Schaltung so ausgelegt, dass eine Brücke nur mit der Spannungsversorgung verbunden wird während sie ausgewertet wird. Durch diese Maßnahme kann die Leistungsaufnahme von Auswerteelektronik und Messelementen um  $97\%$  auf im Mittel  $6,6\text{ mW}$  gesenkt werden (Bei acht Sensoren und  $30\text{ Hz}$  Abtastrate pro Kanal). Die Abtastrate ist variabel. Das Maximum liegt bei  $150\text{ Hz}$  pro Kanal. Die erweiterte Standardabweichung der Spannungsmessung ( $p = 99\%$ ) liegt bei  $15,4\text{ }\mu\text{V}$ . Dies entspricht einer Druckauflösung von  $0,25\text{ mbar}$ . Bild 5 zeigt die entwickelte Auswerteelektronik.



**Bild 5:** Auswertelektronik für acht piezoresistive Si-Druckmesselemente bestehend aus Mikrocontroller ATmega168PA und AD-Wandler AD7194. Links die Flexleiter noch ohne Messelemente

## 4 Diskussion und Ausblick

Ein Konzept für ein drahtloses Sensorsystem zur Zungendruckmessung basierend auf miniaturisierten piezoresistiven Silizium-Druckmesselementen wird präsentiert. Die Messelemente und deren Packaging sind außerhalb und innerhalb des Mundraumes getestet. Die Messelemente werden sicher vor Beschädigungen geschützt und die Druckeinleitung wird sichergestellt. Temperaturverhalten und Resistenz gegenüber Wasser und Speichel sind Gegenstand laufender Untersuchungen. Die zugehörige Auswertelektronik ist aufgebaut und hinsichtlich zufälliger Messfehler und Leistungsaufnahme charakterisiert. Die reduzierte Leistungsaufnahme ermöglicht einen Betrieb von 20 Stunden an einem Akku mit 40 mAh oder eine induktive Energieversorgung. Die Auslegung der Auswertelektronik erlaubt die Abtastung von acht Messelementen mit jeweils maximal 150 Hz, oder von weniger Messelementen mit entsprechend höherer Abtastrate. Das zeitweilige Abschalten der Messelemente zeigt in ersten Versuchen keine nachteiligen Effekte, wird aber Gegenstand genauerer Untersuchungen sein. Die im Konzept vorgesehene drahtlose Datenübertragung und die autarke Energieversorgung sind noch zu realisieren. Hierfür kommt eine RFID-basierte induktive Energie- und Datenübertragung oder der Einsatz eines Mikrocontrollers mit integrierter Funkschnittstelle in Kombination mit einem Akku als Energiequelle in Betracht.

## 5 Danksagung

Diese Arbeit wurde von der Deutschen Forschungsgemeinschaft im Rahmen des Projektes WE 2308/5-1 gefördert.

## Literatur

- [1] Schwarze, C.; Kreisel, E.: Druck und Volumen im Mundraum. *Journal of Orofacial Orthopedics*. Vol. 25, Dez. 1964, S. 449–457
- [2] Schopf, P.: Konstruktion einer Meßsonde zur Registrierung des Zungen- und Lippendrucks. *Journal of Orofacial Orthopedics*. Vol. 32, März. 1971, S. 25–36.
- [3] Kieser, J.; Singh, B.; Swain, M. et al.: Measuring Intraoral Pressure: Adaptation of a Dental Appliance Allows Measurement During Function. *Dysphagia*. Vol. 23, 2008, S. 237-243.
- [4] Kydd, W.L.: Quantitative analysis of forces of the tongue. *Journal of Dental Research*. Vol. 35, Apr. 1956, S. 171–174.
- [5] Proffit, W.R.; Kydd, W.L.; Wilkie, G.H.; Taylor, D.T.: Intraoral Pressures in a Young Adult Group. *Journal of Dental Research*. Vol. 43, Juli 1964, S. 555–562.
- [6] Witt, E.; Baumgartner, G.: Experimentelle Untersuchungen über die Zungenfunktion beim Tragen des Aktivators. *Journal of Orofacial Orthopedics*. Vol. 31, Sep. 1970, S. 109–126.
- [7] Schutzrecht DE19831741C1 (2000-01-13). Berndsen, S. - Vorrichtung zum Trainieren der orofazialen Muskulatur
- [8] Schutzrecht US5119831 (1992-06-09). Robin, D.A.; Luschei, E.S. -System and method for detecting pressure of selected body parts
- [9] Müller, R.; Schuster, G.; Hohlfeld, O. et al.: Telemetrisches Messsystem zur Bestimmung des Druckes der Zunge gegen den Gaumen. *Biomedizinische Technik*. Vol. 48, 2003, S. 226-229.
- [10] Stöhr, I.; Manderscheid, M.; Werthschützky, R.: Neuartiges polymerbasiertes Packaging von Silizium-Druckmess-elementen zum Einsatz in der Kieferorthopädie. In: 9. Dresdner Sensor-Symposium. Dresden 2009, S. 241-244

# **Drahtloses Messsystem zur Erfassung neuronaler Aktivität in der Primatenforschung**

Lutz Rafflenbeul<sup>1</sup>, Roland Werthschützky<sup>1</sup>, Alexander Gail<sup>2</sup>

1) Institut für Elektromechanische Konstruktionen, TU Darmstadt

2) Kognitive Neurowissenschaften, Deutsches Primatenzentrum GmbH, Göttingen  
Tel. 06151-166869, E-Mail: L.Rafflenbeul@emk.tu-darmstadt.de

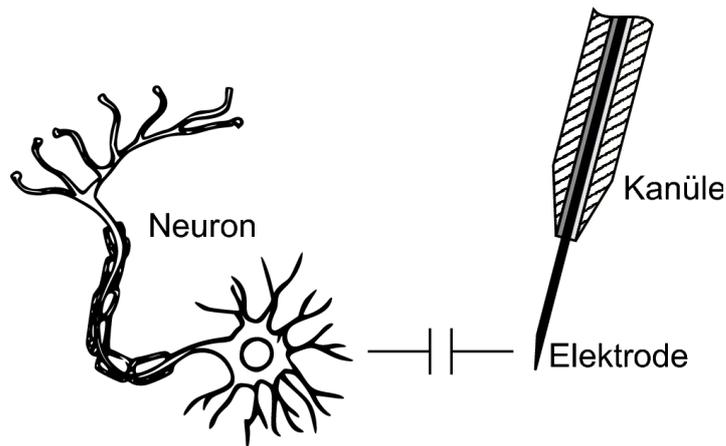
## **Kurzfassung**

Im Rahmen des von der Europäischen Union geförderten Projektes EUPRIM-NET wird ein drahtloses Messsystem zur Erfassung neuronaler Aktivität an Primaten entwickelt. Ziel ist die schrittweise Verbesserung der Situation von Versuchstieren, die mit bestehenden drahtgebundenen Messsystemen zum Schutz vor Verletzungen in ihrer Bewegungsfreiheit stark eingeschränkt werden. Erste entwickelte Prototypen erlauben bereits die drahtlose Messung neuronaler Aktivität und schaffen mit einem Rückkanal die Möglichkeit, Motoren zur Nachführung der Mikroelektroden anzusteuern.

## **1 Thema und dessen Bedeutung**

In der Primatenforschung wird am Deutschen Primatenzentrum in Göttingen (DPZ) neuronale Aktivität von Rhesus-Affen mittels in das Gehirn eingebrachter Mikroelektroden gemessen, um ihre Korrelation zur motorischen Aktivität der Tiere zu untersuchen. Die durch Ionenaustausch über die Zellmembran des Neurons entstehenden lokalen elektrischen Potentiale im Mikrovolt-Bereich werden kapazitiv in die Spitze der Mikroelektrode eingekoppelt (Bild 1). Anschließend erfolgen eine Verstärkung, Digitalisierung und anhand des zeitlichen Signalverlaufs eine Klassifizierung.

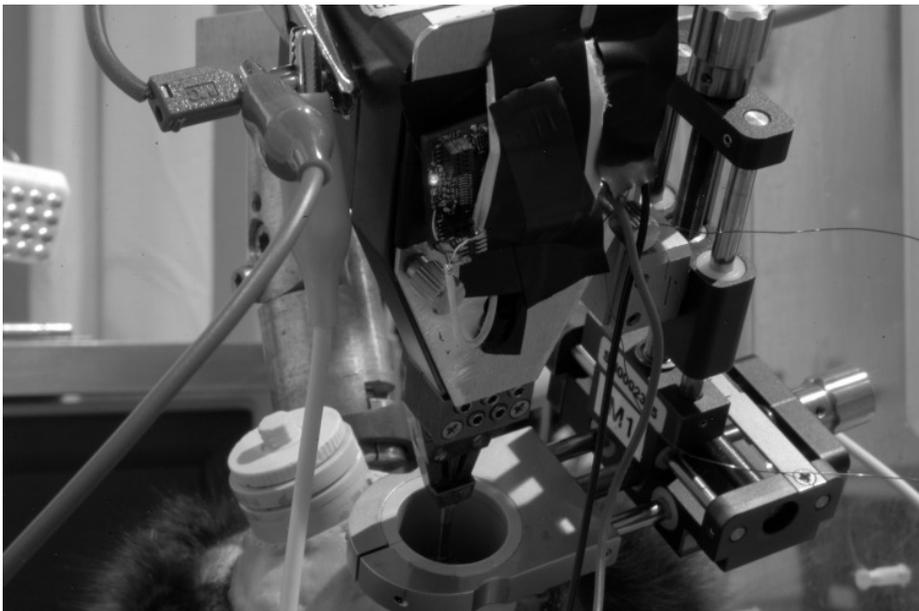
Durch dem Versuchstier vorgegebene Aufgaben ist es möglich, die Aktivität einzelner Neuronen der Bewegungsplanung zuzuordnen. Dies ermöglicht den Einsatz zur intuitiven Steuerung von Neuroprothesen.



**Bild 1:** Kapazitive Verkopplung des Neurons und der Mikroelektrode

## 2 Stand der Wissenschaft und Technik

In aktuellen Versuchen wird die neuronale Aktivität über stationäre Systeme gemessen. Diese sind in der Lage, Signale mehrerer in das Gehirn eingebrachte Elektroden breitbandig über Messleitungen aufzunehmen und zu verstärken. Anschließend erfolgt eine Digitalisierung und eine Klassifizierung am PC. Die longitudinale Nachführung der Elektroden erfolgt über eine elektrodynamische Aktormatrix, die oberhalb des Kopfes der Tiere befestigt wird.



**Bild 2:** Setup mit dem ungeschirmten Übertragungssystem auf dem Gehäuse des stationären Messsystems

Um die Versuchstiere vor Verletzungen zu schützen, ist eine vollständige Fixierung des Kopfes erforderlich (Bild 2). Dies stellt einerseits eine Belastung der Versuchstiere dar, so dass Versuche nur in beschränkten Zeitintervallen durchgeführt werden können. Andererseits erfordert die Einbindung des Tiers in ein Laborumfeld ein Herauslösen aus der Kolonie und beschränkt die möglichen Untersuchungen auf synthetische Experimente für die ein langes Training der Tiere erforderlich ist.

### **3 Problemstellung**

Ziel des von der EU geförderten Projekts ist die Entwicklung eines energieautarken Messsystems, das von den Tieren getragen werden kann und die aufgenommene neuronale Aktivität drahtlos an einen PC übermittelt. Hierbei soll insbesondere die erforderliche Fixierung der Tiere langfristig entfallen, damit diese sich in den Experimenten freier bewegen können. Dies macht eine vollständige Kapselung ebenso wie die Integration einer Aktorik zur ferngesteuerten Nachführung der Elektroden erforderlich,

Hierfür geben insbesondere die starke Begrenzung des zur Verfügung stehenden Bauraums und die zu erwartende hohe Datenrate wesentliche Randbedingungen vor. Für die Realisierung des Systems steht eine Grundfläche von  $2 \times 3 \text{ cm}^2$  zur Verfügung.

Es soll zunächst ein System für vier parallel zu messende Elektroden entwickelt werden. Dies bedeutet, dass bei einer Abtastrate von 25 kps und einer Amplitudenauflösung von 8 Bit eine minimale Datenrate von 800 kBit/s erforderlich ist.

Die für ein mobiles System erforderliche hohe räumliche Integration der Messelektroden im Megaohm-Bereich mit einer drahtlosen Datenübertragung stellt hohe Anforderungen an die Signalführung und Entkopplung.

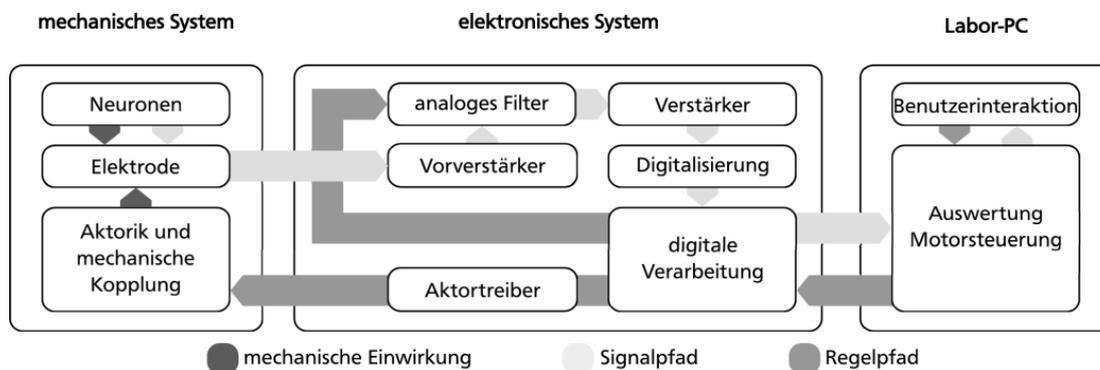
### **4 Lösungsvorschlag**

Für die ersten Prototypen wurde eine drahtlose Datenübertragung mit einem Bluetooth-Modul realisiert. Über diese werden Messdaten zum PC und Steuerbefehle zum mobilen System bidirektional übertragen. Die an den vier Elektro-

den anliegen Potentiale werden zunächst in einer parallelen Struktur aus Instrumentationsverstärkern vorverstärkt und anschließend gefiltert. In einer nachgelagerten zweistufigen Kaskade aus programmierbaren Verstärkern werden die Signale an den Eingangsbereich des AD-Wandlers angepasst und auf einen Kanal gemultiplext.

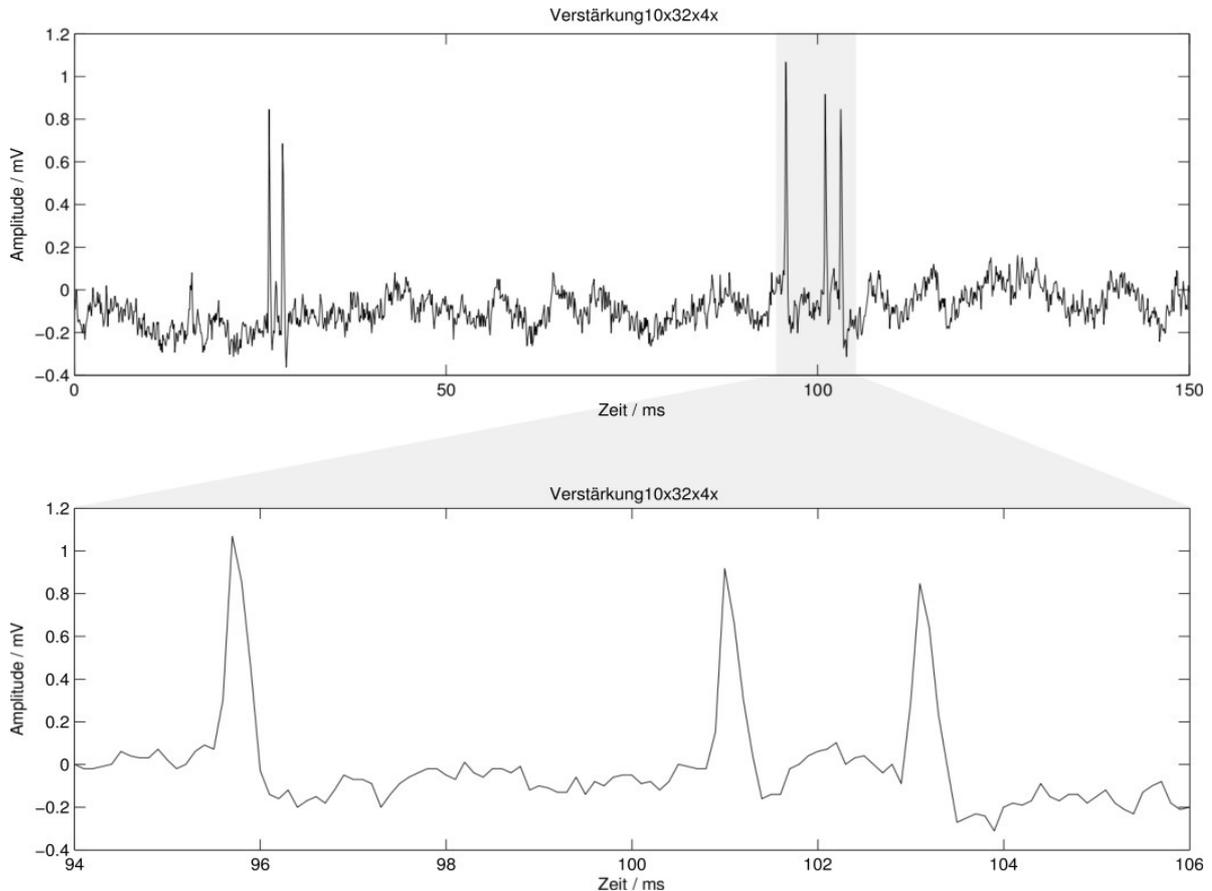
Zum Vorschub der Elektroden wird für erste Versuche auf die vorhandene stationäre Motormatrix zurückgegriffen. Hierfür wird ein eigener Treiber realisiert, der die vorhandene Motoransteuerung nachbildet. Bild 2 zeigt das noch ungeschirmte Übertragungssystem auf der bestehenden Motormatrix.

Ein Mikrocontroller nimmt die Messwerte vom AD-Wandler entgegen, passt den Messbereich an und leitet sie an das Bluetooth-Modul weiter (Bild 3).



**Bild 3:** Struktur des telemetrischen Messsystems

In einem Experiment wurde gezeigt, dass die Erfassung der neuronalen Aktivität mit dem entwickelten System prinzipiell möglich ist. Hierfür wurden die Mikroelektroden mit dem stationären bestehenden System an ein Neuron herangeführt, bis die Signale (Spikes) einzelner Neuronen sichtbar wurden. Diese konnten ebenfalls mit dem Telemetriesystem gemessen werden (Bild 4). Die Datenrate ist durch das verwendete Bluetooth-Modul noch limitiert, so dass die Abtastrate der Analog-Digitalwandlung auf zehn Abtastpunkte pro Millisekunde beschränkt wurde. So lassen sich zwar einzelne Spike-Ereignisse zählen, diese sind jedoch nicht mehr anhand ihrer charakteristischen Signalform einzelnen Neuronen zuzuordnen.



**Bild 4:** Aufgenommene Neuronenaktivität mit für die Klassifizierung zu geringer Datenrate

## 5 Erreichter Fortschritt für die Wissenschaft und Technik

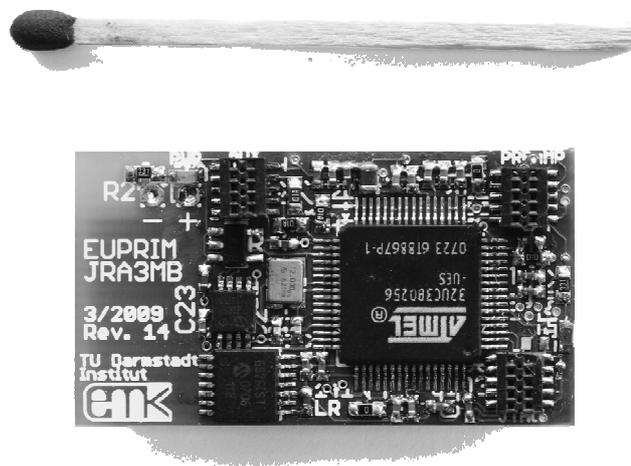
Es wurden bisher mehrere Prototypen aufgebaut und in zwei Tierversuchen getestet (Bild 5). Hierfür wurde zunächst mit dem stationären Messsystem ein Neuron im Gehirn angefahren, an dem eine stabile Ableitung möglich war. Nach dem Wechsel auf das entwickelte mobile Messsystem blieb das Signal stabil und konnte drahtlos aufgezeichnet werden. Durch Verfahren des Motors mittels kabellos übertragener Steuerbefehle ist es möglich, die Elektrodenspitze stabil an einer Nervenzelle zu halten und Langzeitableitungen durchzuführen.

Zur Zeit werden die neuronalen Signale, die eine charakteristische Frequenz bei etwa 1 kHz aufweisen mit einer Abtastfrequenz von 10 ksp/s und einer Amplitudenauflösung von 8 Bit digitalisiert. Dies ist ausreichend, um neuronale Aktivität zu erkennen, jedoch nicht, um eine Zuordnung der Signalform zu einem ein-

zelenen Neuron durchzuführen. Diese Beschränkung resultiert aus der maximal möglichen Datenrate des Bluetooth-Moduls.

Nach einem angestrebten Wechsel der Übertragungstechnik wird mit der nun möglichen Ansteuerung der Motormatrix eine praxistaugliche drahtlose Messung neuronaler Aktivität an Primaten möglich.

Die Versuche zeigen, dass es möglich ist, in dem stark begrenzten zur Verfügung stehenden Bauraum neuronale Aktivität aufzunehmen und drahtlos zu übertragen. Hierbei bietet die SMD-Aufbautechnik weitere Möglichkeiten zur Miniaturisierung, die im Anschluss an die Prototypenentwicklung bei Beibehaltung der Abmessungen größere Batterien ermöglichen.



**Bild 5:** Telemetrisches Messsystem zur Erfassung neuronaler Aktivität



# Optische Technologien

# Faser-Bragg-Gitter zur Detektion von transienten Lasten

Thorbjörn C. Buck, Mathias S. Müller und Alexander W. Koch

Lehrstuhl für Messsystem- und Sensortechnik, Prof. Koch, München  
Tel. 089-289 233 56, E-Mail: t.buck@tum.de

## Kurzfassung

Faser-Bragg-Gitter (FBG) finden vielseitigen Einsatz bei der Erfassung quasi-statischer Lasten. Derzeitig verfügbare Messsysteme sind jedoch nur beschränkt geeignet für die Erfassung dynamischer Sensorlasten, wie z.B. Vibrationen. FBG-Messsysteme auf Basis spektraler Kantenfilter bieten die Möglichkeit, dynamische Sensorlasten messtechnisch richtig zu erfassen. In diesem Beitrag diskutieren wir die Grundlagen filterbasierter FBG-Messsysteme und die Realisierung eines für Strukturüberwachung der ARIANE-Trägerrakete während der Startphase entwickelten filterbasierten FBG-Messsystems auf Basis eines Arrayed-Waveguide-Gratings.

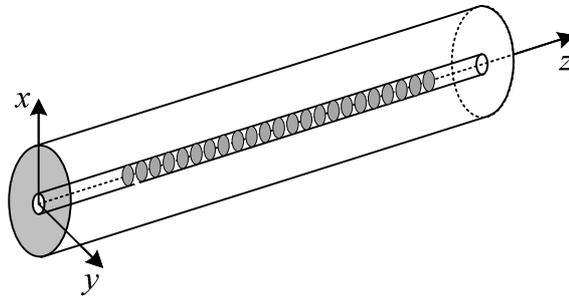
## 1 Einleitung

### 1.1 Faser-Bragg-Gitter

Faser-Bragg-Gitter (FBG) werden durch eine periodische Variation des Brechungsindex im Kern einer Monomode-Glasfaser gebildet. Die periodische Brechungsindexmodulation führt zu einer wellenlängenabhängigen Kopplung ein- und rücklaufender geführter Moden in der Lichtleitfaser am Ort des FBG. Ein FBG wirkt so als wellenlängenselektiver Spiegel für auf ein FBG treffendes Licht [1]. Die Wellenlänge des reflektierten Lichts, die Bragg-Wellenlänge  $\lambda_B$ , wird bestimmt durch die Modulationsperiode  $\Lambda$  und den effektiven Brechungsindex des Glasfaserkerns am Ort des FBG  $n_{eff}$  zu

$$\lambda_B = 2\Lambda \cdot n_{eff} . \quad (1)$$

Den schematischen Aufbau eines FBG zeigt Bild 1.



**Bild 1:** Faser-Bragg-Gitter im Kern einer Monomode-Glasfaser. Das FBG stellt sich als periodische Brechungsindexmodulation im Kern der Glasfaser dar

Die Abhängigkeit der Modulationsperiode von der Dehnung in der Glasfaser, sowie die Änderung des effektiven Brechungsindex über den elasto-optischen Effekt bewirken eine Verschiebung der Bragg-Wellenlänge bei Dehnung der Glasfaser am FBG. Dies lässt FBG als komplementäre Technologie zu elektrischen Dehnmessstreifen für Spezialanwendungen, insbesondere bei hohen elektromagnetischen Störfeldern, erscheinen. Die dehnungsabhängige Änderung der Bragg-Wellenlänge bei axialer Dehnung der Glasfaser ist gegeben durch

$$\Delta\lambda_B = \lambda_B \cdot (1 - p_e) \cdot \varepsilon_z , \quad (2)$$

wobei  $p_e$  den effektiven elasto-optischen Koeffizienten und  $\varepsilon_z$  die axiale Dehnung am Sensorort darstellt.

Neben der Dehnungsempfindlichkeit weisen FBG eine Temperaturabhängigkeit der Bragg-Wellenlänge auf. Für den temperaturkompensierten Einsatz von FBG bedarf es also zusätzlich der Messung eines mechanisch unbelasteten FBG oder den Einsatz einer temperaturinsensitiven Aufnehmerstruktur.

Durch den Aufbau geeigneter Aufnehmerstrukturen lassen sich neben Dehnungen und Temperaturen weitere Parameter wie Beschleunigungen, Krümmungen, etc. mit FBG erfassen. [3]

## 1.2 Faseroptische Sensoren zur Strukturüberwachung

Die europäische Raumfahrtagentur ESA<sup>1</sup> sieht großes Potential in der Strukturüberwachung von ARIANE Trägerraketen während der Startphase mittels faseroptischer Sensorik. Derzeit befinden sich während kommerzieller Flüge nur wenige elektrische Sensoren zur Strukturüberwachung auf Trägerraketen. Dies ist bedingt durch den hohen Instrumentierungsaufwand und das Gewicht von elektrischer Messtechnik mit der notwendigen elektromagnetischen Abschirmung. Da bestehende faseroptische Messsysteme für die Messaufgabe nicht geeignet sind, wurde im Rahmen des Projektes SMAFO<sup>2</sup> das Potential faseroptischer Sensorik zur Strukturüberwachung während der Startphase evaluiert. Hierfür sollte ein faseroptisches Messsystem zur Messung dynamischer Lastzustände mittels FBG-Sensoren entwickelt werden. Das Messsystem muss in der Lage sein, Lastzustände bis zu Frequenzen von ca. 20 kHz mit einer Messunsicherheit < 10 pm zu erfassen. Hinsichtlich Anti-Aliasing muss es mit aktuellen kommerziellen DMS-Messsystemen vergleichbar sein. Weiterhin soll der Nachweis erbracht werden, dass das Messsystem den anspruchsvollen Größenanforderungen einer Weltraumanwendung gerecht wird und für den Betrieb während der Startphase eines Launchers geeignet ist.

## 2 Filterbasierte FBG-Messsysteme

Derzeit sind zur Auswertung von FBG eine Reihe kommerzieller FBG-Messsysteme verfügbar. Diese basieren vorwiegend auf der spektrometrischen Auswertung des Reflexionsspektrums der FBG-Sensoren. Hierfür kommen Spektrometer, verstimmbare Laser, sowie Systeme basierend auf verstimmbaren optischen Schmalbandfiltern zum Einsatz [2].

Diesen Messsystemen ist gemein, dass sie stets auf einer optischen Abtastung des Reflexionsspektrums vor einer möglichen elektrischen Tiefpassfilterung beruhen. Obwohl auf Spektrometern basierende Systeme – durch die zeitliche Integration des Reflexionsspektrums der FBG-Sensoren – die Filterung hochfrequenter Signalfrequenzen bieten, reicht dies nicht aus, um eine ausreichende

---

<sup>1</sup> European Space Agency

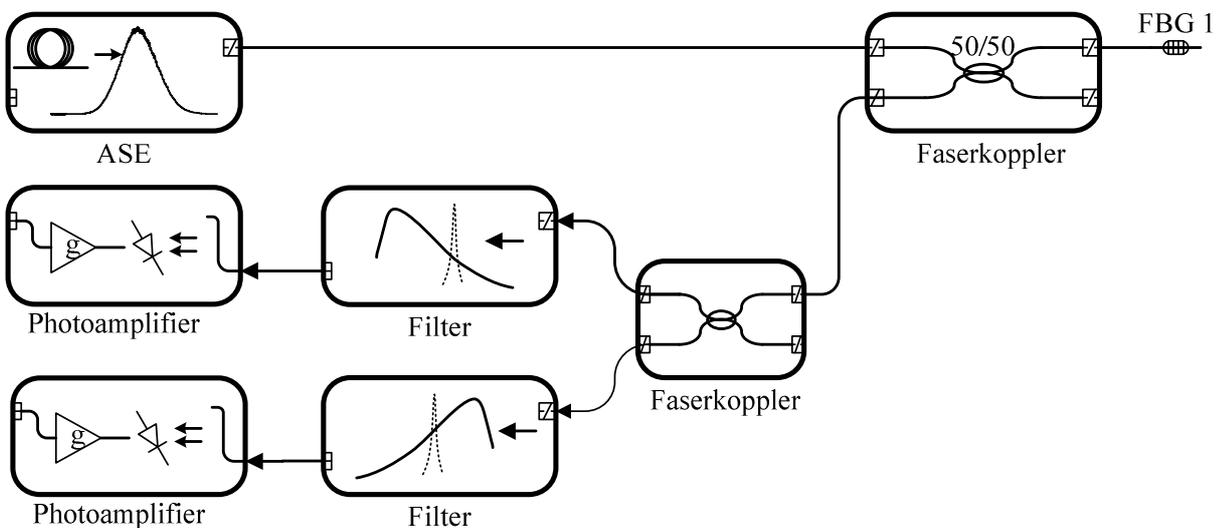
<sup>2</sup>"Structural Monitoring of the ARIANE Launcher with Fiber Optic Sensors"

Tiefpassfilterung des zu messenden Lastverlaufs vor der Abtastung zu garantieren [4].

Einen Ansatz zur Erfassung dynamischer Lasten auf FBG-Sensoren bieten filter- oder intensitätsbasierte FBG-Messverfahren.

## 2.1 Funktionsprinzip

Bild 2 zeigt den Aufbau eines intensitätsbasierten Messaufbaus zur Erfassung dynamischer Lasten auf einen FBG-Sensor. Ein FBG wird von einer breitbandigen Lichtquelle beleuchtet. Das abhängig vom Lastzustand am Sensor reflektierte Licht am FBG wird über einen Koppler dem filterbasierten Messsystem zugeführt. Das Licht propagiert im Messsystem nach erneuter Signalteilung durch einen weiteren Koppler über zwei spektral gegenläufig angeordnete Filterkanten zu Photodetektoren mit nachgeschalteten Photoverstärkern. Die Photodetektoren sind derart gewählt, dass ihre elektronische Bandbreite weit über der zu erwartenden Bandbreite des Lastsignals liegt.



**Bild 2:** Schematische Darstellung eines filterbasierten FBG-Messsystems

Die Intensität des über die Filterkante propagierenden Lichts im  $i$ -ten Messkanal ist gegeben durch

$$\begin{aligned}\Phi_i &= \int_0^{\infty} \left( (1-a)T_{\uparrow}(\lambda) + aT_{\leftrightarrow}(\lambda) \right) I(\lambda)R(\lambda)d\lambda \\ &\Rightarrow \left( (1-a)T_{\uparrow}(\lambda_B) + aT_{\leftrightarrow}(\lambda_B) \right) I(\lambda_B)R(\lambda_B)\Delta\lambda\end{aligned}, \quad (3)$$

wobei  $I(\lambda)$  die Leistungsdichte der Lichtquelle,  $R(\lambda)$  das Reflexionsspektrum des FBG und  $T_{\uparrow}(\lambda)$ , bzw.  $T_{\leftrightarrow}(\lambda)$  die spektrale Transmission des Filters für beide Polarisationsrichtungen darstellt. Der zeitlich mittlere Anteil der Intensität für Licht der Polarisation  $\leftrightarrow$  an der Gesamtintensität an den Transmissionsfiltern ist gegeben durch den Faktor  $a = \frac{I_{\leftrightarrow}}{I_{ges}}$ . Diese Näherung ist gültig für spektral schmalbandige FBG-Sensoren und bei Annahme von konstanter Leistungsdichte der Lichtquelle über das Reflexionsspektrum des FBG-Sensors.

Aus den wellenlängenabhängigen Intensitäten  $\Phi_1$  und  $\Phi_2$  kann über eine eindeutige Umkehrabbildung  $(\lambda_B, I(\lambda_B)) = \rho^{-1}(\Phi_1, \Phi_2)$  die Wellenlänge  $\lambda_B$  des Sensors bestimmt werden. Der Messung muss also eine eindeutige Vorabkalibrierung  $(\Phi_1, \Phi_2) = \rho(\lambda_B, I(\lambda_B))$  zu Grunde liegen.

## 2.1 Messabweichungen und Messunsicherheiten

Die Kalibrierung eines filterbasierten Messsystems erfolgt für nicht polarisiertes Licht (hier:  $a = 0,5$ ), da die räumliche Orientierung des Polarisationszustandes am Messgerät in der Regel nicht eindeutig kontrollierbar ist. Bei Wahl einer geeigneten Kalibrierfunktion ist diese in erster Näherung unabhängig von der spektralen Leistungsdichte der Lichtquelle. Somit muss an Stelle eines Kennlinienfeldes nur eine intensitätsunabhängige Kennlinie vermessen werden. Die Beschränkung der Systemkalibrierung auf unpolarisiertes Licht, zusammen mit einer Polarisationsabhängigkeit der Filtercharakteristika, bedingt eine Quelle von Messabweichungen.

Bei Betrachtung einer nur schwach polarisierten Lichtquelle ( $a \approx 0,5$ ) kann der Einfluss der Polarisationsabhängigkeit auf das Messergebnis beschrieben werden durch

$$\Delta\lambda_{Pol} = \sum \left( \frac{\partial\rho_1^{-1}}{\partial\Phi_{i,ges}} \frac{\partial\Phi_{i,ges}}{\partial a} \right)_{a=0,5} \cdot \Delta a + O^2. \quad (4)$$

Neben dem Polarisationszustand bedingen auch Artefakte im Reflexionsspektrum der Sensorfaser an den Filtern Messabweichungen bei der Auswertung der Sensorwellenlänge. Die in Gleichung 3 gemachte Näherung vernachlässigt den Einfluss von reflektiertem Hintergrundlicht. Ein solcher optischer Hintergrund kann durch den endlichen Reflexionsuntergrund des FBG-Sensors, durch einen fehlerhaften Faserabschluss oder durch verschmutzte Faserstecker bedingt sein. Angelehnt an Gleichung 4 kann die durch Hintergrundlicht verursachte Messabweichung in Näherung angegeben werden zu

$$\Delta\lambda = \sum \left( \left( \frac{\partial\rho_1^{-1}}{\partial\Phi_{i,ges}} \right)_{\Phi_{i,ges}} \cdot \Delta\Phi_i \right) + O^2. \quad (5)$$

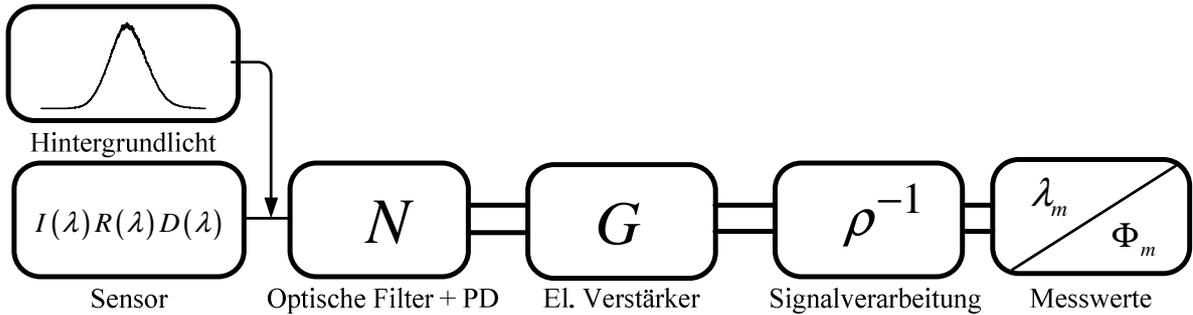
Neben den beschriebenen Messabweichungen führen Rauschanteile in den gewandelten elektrischen Signalen zu Messunsicherheiten bei der Bestimmung der Sensorwellenlänge. Die Rauschanteile im elektrischen Signal werden verursacht durch elektrisches Rauschen der Verstärkerstufe sowie durch elektrisches Rauschen, bedingt durch Schrotrauschen des Lichts.

Diese Unsicherheit bei der Wellenlängenbestimmung lässt sich berechnen zu

$$\sigma_\lambda = \sqrt{\sum \left( \frac{\partial\rho_1^{-1}}{\partial\Phi_{i,ges}} \right)_{\Phi_{i,ges}}^2 \cdot \Delta\Phi_i^2}. \quad (6)$$

## 2.2 Systemverhalten bei dynamischen Lasten am Sensor

Die quasi nicht bandbegrenzte optoelektronische Signalwandlung mittels Photodiode und die anschließende elektrische Verstärkung und Tiefpassfilterung der Messsignale erlauben die Detektion hochfrequenter Lasten vergleichbar zu elektrischer Dehnmessstechnik. Hierbei ist allerdings zu beachten, dass die optischen Filter – auf Grund der im Allgemeinen nichtlinearen spektralen Transmissioncharakteristik – in der Messkette als nichtlineare Elemente zu betrachten sind.



**Bild 3:** Messkette eines filterbasierten FBG-Messgeräts mit optischem Filter als nichtlinearem Element

Bei Betrachtung einer Filterkennlinie  $T(\lambda) = T_0 + a_1(\lambda - \lambda_0) + a_2(\lambda - \lambda_0)^2 + \dots$  um eine Mittenwellenlänge  $\lambda_0$  wird deutlich, dass ein harmonisches Lastsignal am FBG über  $\lambda(t) = \lambda_0 + A\cos(\omega t)$  zur Erzeugung höherer Harmonischer in der Intensität

$$\Phi(t) = I_0 \left( T_0 + a_1 A \cos(\omega t) + a_2 A^2 [1 + \cos(2\omega t)] + \dots \right) \quad (7)$$

am Detektor führt. Global über den gesamten Messbereich des Systems für ein FBG gesehen muss die Bandbreite der linearen Verstärkerelektronik so groß sein, dass die für die anschließende Signalverarbeitung notwendigen höheren spektralen Komponenten im Intensitätssignal entsprechend uniform verstärkt werden. Nicht-uniforme Verstärkung dieser Signalkomponenten in den Intensitätssignalen  $\Phi_i$  führt bei der Messwertberechnung  $(\lambda_B, I(\lambda_B)) = \rho_1^{-1}(\Phi_1, \Phi_2)$  zu zusätzlichen dynamischen Messabweichungen. Eine entsprechend große Verstärkerbandbreite geht jedoch einher mit höheren Rauschpegeln der Kanäle, was zu Unsicherheiten bei der Messwertbestimmung führt.

Bei der Auslegung des Messsystems und der zugehörigen Filterkanten müssen diese im vorgesehenen Messbereich also so spezifiziert werden, dass sie lokal nur geringe Krümmung aufweisen, sich die Filterkurve in jedem Arbeitspunkt eines FBG-Sensors ausreichend gut durch die Linearisierung  $T(\lambda) = T_0 + a_1(\lambda - \lambda_0)$  darstellen lässt.

### 3 FBG-Messsystem für die dynamische Strukturüberwachung

Für die anvisierte Anwendung zur Strukturüberwachung wurde ein für dynamische Messungen ausgelegtes faseroptisches Messsystem entwickelt [5]. Zur Ausweitung der filterbasierten Wellenlängenumsetzung auf mehrere in einer Faser gemultiplexten FBG-Sensoren wurde ein Arrayed Waveguide Grating (AWG) als Filterkomponente verwendet. Diese Komponente erlaubt – neben der Auswertung mehrerer in einer Sensorfaser eingebrachten FBG – den strikten Größen- und Umwelтанforderungen der Messaufgabe (Vibrationen, Temperatur, etc.) gerecht zu werden.

#### 3.1 Arrayed Waveguide Grating

Arrayed Waveguide Gratings (AWG) sind aus der optischen Telekommunikationstechnik bekannte integriert optische Multi- / Demultiplexiereinheiten. [7] Eine schematische Darstellung eines AWG ist in Bild 4 a) gegeben.

Das im Kern einer Monomode-Faser geführte Licht wird in den Eingangswellenleiter (links) eines AWG eingekoppelt. Am Ende einer nach Rowland konfigurierten ersten Freistrahregion (FPR 1) wird das Licht in eine Vielzahl von monomodigen Arrayed Waveguides (AW) eingekoppelt. Die Rowlandkonfiguration von FPR 1 stellt sicher, dass alle in die AW einkoppelnden Teilwellen konstante Phasenlage haben.

Das in den AW propagierende Licht wird zu einer zweiten Freistrahregion (FPR 2) geführt. Die AW sind derart angeordnet, dass zwei benachbarte Wellenleiter einen konstanten Längenunterschied

$$\Delta l = \frac{m\lambda_0}{n_e} \quad (8)$$

aufweisen, wobei  $m$  die Beugungsordnung des Wellenleitergitters,  $\lambda_0$  die Mittenwellenlänge des AWG und  $n_e$  den effektiven Brechungsindex der AW bezeichnet. Der konstante Längenunterschied zwischen zwei benachbarten Wel-

Wellenleitern führt zu einem konstanten wellenlängenabhängigen Phasenversatz für das in den AW geführte Licht. Dieser ist nach Gleichung 8 gegeben zu

$$\Delta\varphi = 2\pi \frac{m\lambda_0}{\lambda}. \quad (9)$$

Die Wellenleiteranordnung am Eingang der FPR 2 wirkt somit wie ein Transmissions-Beugungsgitter. Das aus den AW in die FPR 2 propagierende Licht wird durch die Rowlandanordnung der FPR 2 auf die Fokalebene abgebildet. Das auf der Fokalebene interferierende Licht koppelt in die an der FPR 2 anliegenden Ausgangswellenleiter (rechts) ein. Auf Grund des wellenlängenabhängigen Phasenversatzes des in den AW geführten Lichts ergibt sich für jeden Ausgangskanal eine spektral abhängige Transmissioncharakteristik. In guter Näherung sind die Transmissionspektren der einzelnen Ausgangskanäle durch Gauß-Glockenkurven gegeben (vgl. Bild 4 b)).

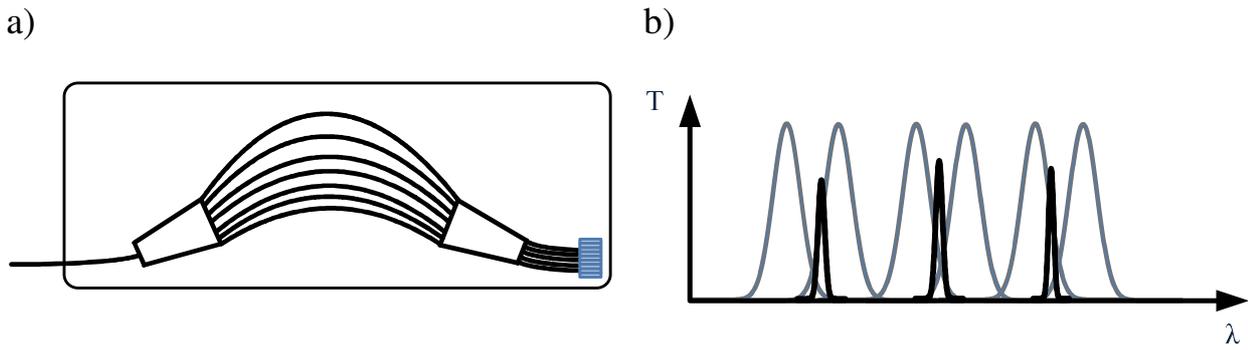
### 3.2 Messprinzip

Die für das Messverfahren benötigten Filterkurven werden durch jeweils zwei benachbarte, sich schneidende Kanalspektren realisiert. Die Sensorwellenlänge eines zwischen zwei benachbarten Transmissionsmaxima liegenden FBG kann somit durch Auswertung der Lichtintensität in diesen zwei Ausgangskanälen ermittelt werden. [6] Durch die Verwendung mehrerer, spektral ausreichend weit getrennter Ausgangskanäle des AWG, können gleichzeitig eine Vielzahl an WDM<sup>3</sup>-FBG Sensoren in einer Sensorfaser erfasst werden. Eine ausreichend große spektrale Trennung der Sensorbänder ist notwendig, um das Kanalübersprechen zwischen spektral benachbarten FBG-Sensoren zu minimieren.

Im aufgebauten Messsystem werden die in einer Sensorfaser eingebrachten FBG mittels einer Amplified Spontaneous Emission (ASE) Lichtquelle mit einer optischen Bandbreite von 60 nm beleuchtet. Im Gegensatz zu herkömmlicherweise verwendeten Superlumineszenzdiolen (SLD) weisen ASE-Lichtquellen einen sehr niedrigen Polarisationsgrad (typischerweise < 1 %) auf.

---

<sup>3</sup> Wavelength Division Multiplexing



**Bild 4:** a) Schematische Darstellung eines Arrayed Waveguide Gratings b) Sensorkonfiguration eines AWG-basierten FBG-Messsystems

Das an den FBG reflektierte Licht wird über einen faseroptischen Zirkulator zum AWG geführt. Dort wird das Licht wellenlängenabhängig auf die korrespondierenden Ausgangswellenleiter abgebildet. Die FBG-Sensoren sind spektral derart eingestellt, dass jeder Sensor spektral zwischen den Transmissioncharakteristika zweier dedizierter Ausgangskanäle des AWG zu liegen kommt. Jedes FBG erzeugt somit ein elektrisches Signal an den jeweiligen kanalbezogenen optoelektronischen Wandlern.

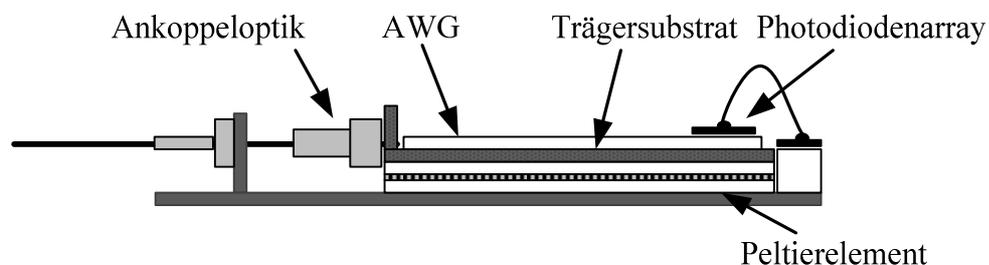
Bei Annahme gaussförmiger Transmissioncharakteristika der AWG-Ausgangskanäle kann die charakteristische wellenlängenabhängige Funktion zweier benachbarter AWG-Ausgangskanäle definiert werden als

$$\begin{aligned}
 \rho_1^{-1} &= \log \left( \frac{\int_0^{\infty} I(\lambda) R(\lambda) T_i(\lambda) d\lambda}{\int_0^{\infty} I(\lambda) R(\lambda) T_{i+1}(\lambda) d\lambda} \right) \rightarrow \log \left( \frac{T_i(\lambda_B)}{T_{i+1}(\lambda_B)} \right) = \\
 &= \log \left( \frac{e^{-\frac{(\lambda_B - \lambda_{C,i})^2}{2\sigma_i^2}}}{e^{-\frac{(\lambda_B - \lambda_{C,i+1})^2}{2\sigma_{i+1}^2}}} \right) \stackrel{\sigma_i = \sigma_{i+1}}{=} \xi \cdot \lambda_B + O
 \end{aligned} \tag{10}$$

Durch Auswerten der charakteristischen Funktion zweier Ausgangskanäle mit den gemessenen Lichtintensitäten kann somit auf die Bragg-Wellenlänge des FBG geschlossen werden.

### 3.3 Systemaufbau

Im Rahmen des Projektes wurde erstmals ein AWG für eine spezifische Messanwendung ausgelegt [8]. Das AWG wurde in Kooperation mit dem Fraunhofer HHI<sup>4</sup> gefertigt. Um den Umweltaforderungen an das Messsystem gerecht zu werden wurde ein achtfach Photodiodenarray direkt auf das AWG aufgebracht. Hierdurch wurde eine minimale Baugröße des Filterelementes sowie eine verminderte Empfindlichkeit der Auskopplung des Lichtes zu den optoelektronischen Wandlern gegenüber Vibrationen und mechanischen Schocks erreicht. Das AWG ist in einem für hermetische Versiegelung vorbereiteten Gehäuse auf einem Peltierelement an eine Monomode-Faser angekoppelt. Zur Temperaturregelung dient ein auf dem AWG angebrachter NTC-Sensor. Die elektrische Kontaktierung erfolgt über ein Träger-PCB an die elektrischen Durchführungen des Gehäuses. Ein schematischer Aufbau der optischen Koppeleinheit ist in Bild 5 gezeigt.

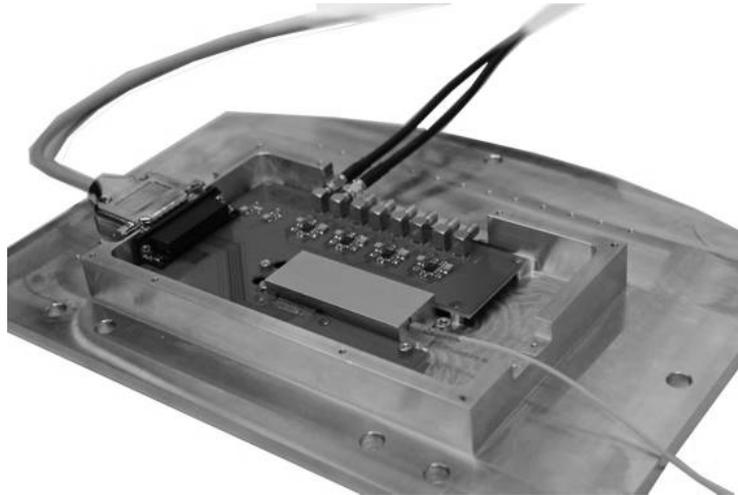


**Bild 5:** Seitenansicht der Ankopplung des AWG an eine Monomode-Glasfaser

Das AWG ist auf einer Verstärkerplatine integriert. Die Messverstärker sind für den linearen Betrieb der Photodioden als zweistufige Transimpedanzwandler mit nachgeschaltetem aktiven Tiefpass mit einer Grenzfrequenz von 20 kHz bei einem Verstärkungsfaktor von  $10^6$  ausgelegt. Das integrierte Messsystem ist in Bild 6 dargestellt.

---

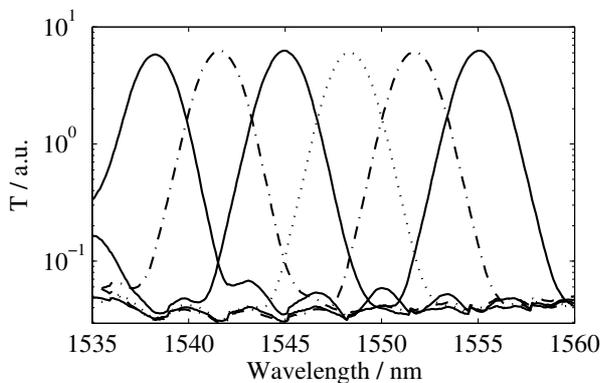
<sup>4</sup> Heinrich Hertz Institut, Berlin



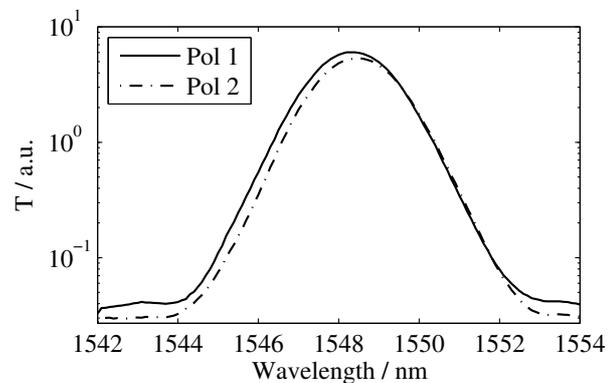
**Bild 6:** Messsystem in Gehäuse für Shakeraufnahme. Elektrische Zuleitungen zur thermalen Kontrolle des AWG und zur Übertragung an den Messrechner

### 3.3.1 Spektrale Charakterisierung

a)



b)



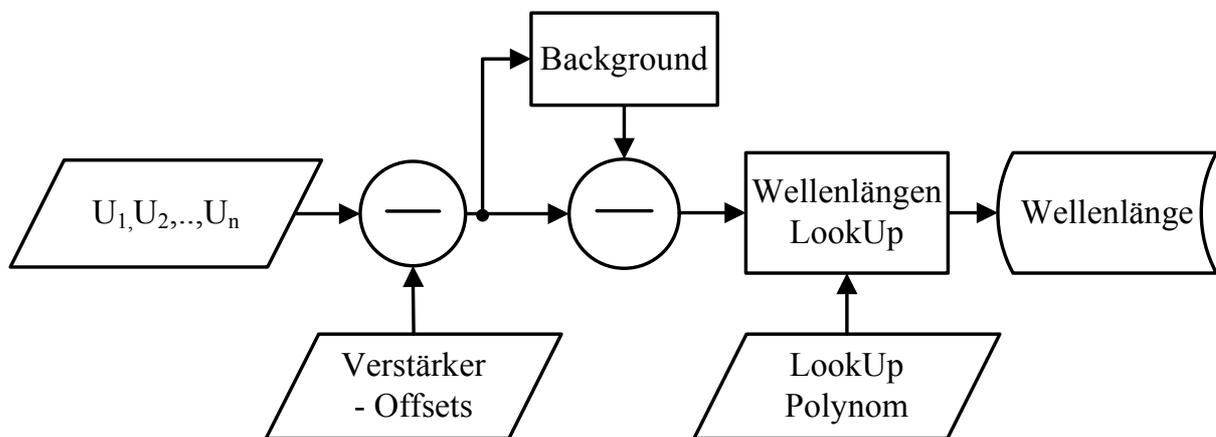
**Bild 7:** a) Transmissionspektren des AWG, gemessen für eine Polarisationsrichtung b) Polarisationsaufgelöstes Transmissionspektrum eines AWG-Kanals

Die mit einem HP8168 verstimmbaren Laser vermessenen Transmissionspektren der Ausgangskanäle des AWG für einen linear polarisierten Zustand des Lichts am Eingangswellenleiter des AWG zeigt Bild 7 a). Die Polarisationsabhängigkeit der Transmissionskurve eines Ausgangskanals des AWG ist exemp-

larisch in Bild 7 b) dargestellt. Die durch intrinsische Doppelbrechung des Wellenleitersubstrats und durch spannungsinduzierte Doppelbrechung in den Wellenleitern verursachte Polarisationsabhängigkeit der Filterkurven führt bei Verwendung einer polarisierten Lichtquelle zu einem systematischen Fehler bei der Bestimmung der Sensorwellenlänge.

Abweichungen der Transmissionskurven von ideal angenommenen gaussförmigen Transmissionskurven machen die Verwendung von Lookup-Polynomen an Stelle der in Gleichung 10 beschriebenen linearisierten Funktion notwendig.

### 3.3.2 Datenverarbeitung

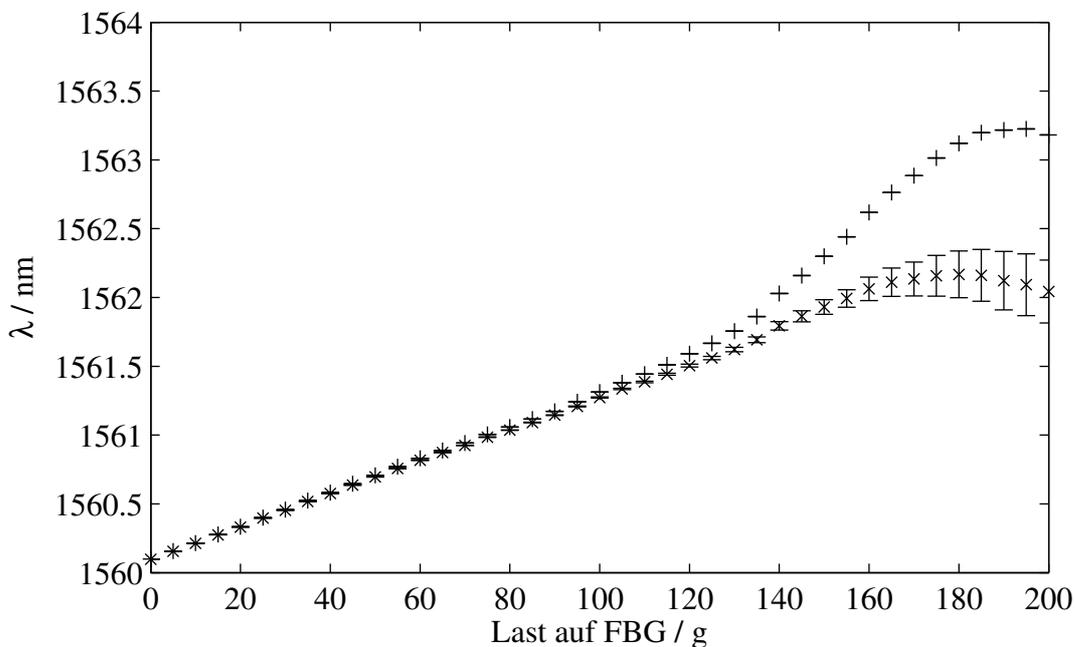


**Bild 8:** Signalverarbeitung im AWG-basierten FBG-Messgerät

Vor der numerischen Berechnung der Sensorwellenlängen müssen die gemessenen Fotoströme aufbereitet werden. Hierfür werden die Verstärkeroffsets von den Ausgangssignalen subtrahiert. Zusätzlich wird das von den einzelnen Messkanälen empfangene Hintergrundlicht aus den nicht zur Sensorerfassung genutzten AWG-Transmissionskanälen berechnet und von den einzelnen Kanälen subtrahiert. Die Hintergrundintensität ist für jeden Kanal abhängig von der spektralen Leistungsdichte der Lichtquelle, wie auch vom Non-adjacent Channel Crosstalk des AWG. Aus den so bereinigten Kanalintensitäten wird durch einen Polynom-Lookup auf die vorab berechneten Kalibrierpolynome die Bragg-Wellenlänge der FBG-Sensoren bestimmt.

### 3.3.3 Statische Sensorlasten

Die Funktionalität des Messsystems wurde an mechanischen Prüfständen verifiziert. Ein einzelner FBG-Sensor wurde in einem thermal stabilisierten Aufbau in einer Messreihe mechanisch belastet. Der resultierende Kraft-Wellenlängen-Verlauf ist in Bild 9 dargestellt. Die Messwerte wurden ohne (+) und mit (x) Korrektur des Hintergrundlichtes berechnet. Es ist eine starke Abweichung der Messwerte ohne Hintergrundkorrektur vom linearen Lastverlauf zum Rand des Messbereichs hin erkennbar. Die Abweichung ist wie erwartet deutlich geringer für die Messwerte mit Hintergrundkorrektur. Das Messrauschen steigt wie erwartet zum Rand des Messbereichs durch die niedrige Lichtintensität in einem der beiden Ausgangskanäle des AWG deutlich an.

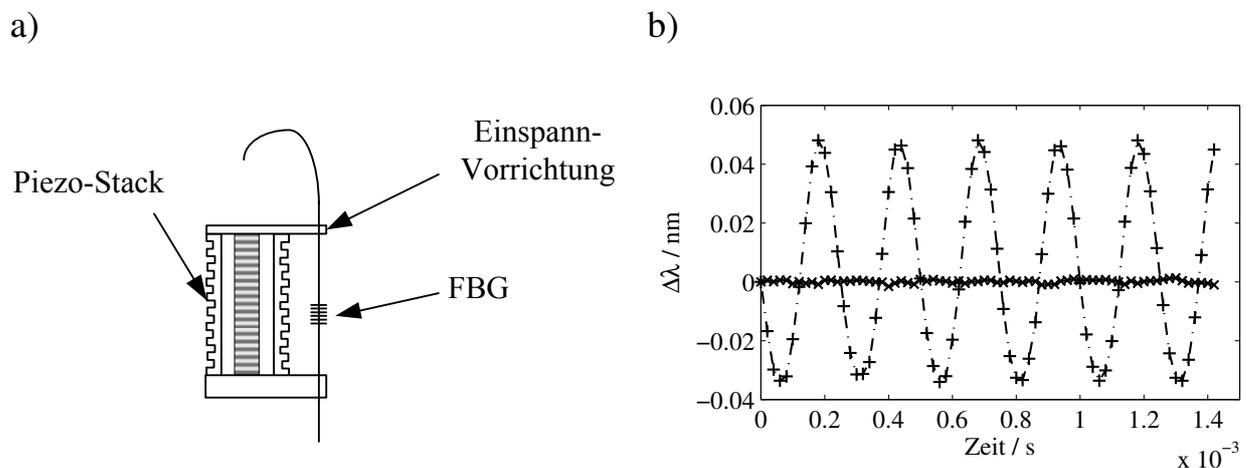


**Bild 9:** Kalibrierung des Messsystems auf statische Sensorlasten, (+) ohne Korrektur des Hintergrundlichtes, (x) mit Korrektur des Hintergrundlichtes.

### 3.3.4 Dynamische Sensorlasten

Zur Simulation der erwarteten mechanischen dynamischen Lasten auf die FBG-Sensoren in der Messanwendung wurde ein piezoelektrischer Prüfstand zur dynamischen Belastung eines FBG entwickelt. Der Prüfstand ist in Bild 10 a) schematisch dargestellt. Ein mechanisch vorgespannter Piezo-Stack erlaubt Auslenkungen des Elements von bis zu  $\pm 15 \mu\text{m}$ . Ein mechanisch vorgespanntes

FBG ist über zwei mechanisch ausreichend steife Ausleger über der Länge des Piezo-Stacks von 1 cm mit einem Kleber hoher Steifigkeit (EPOTEK 353) verklebt. Der Prüfstand erlaubt somit, axiale Dehnung von bis zu  $\pm 1500 \mu\epsilon$  in das FBG einzuleiten. Für die elektronische Ansteuerung des Piezostacks bei Frequenzen bis zu 10 kHz wurde eine proprietäre Leistungselektronik verwendet. Der gemessene Wellenlängenverlauf eines mit einer mechanischen Last bei 4 kHz belasteten FBG mit einer Amplitude von ca. 40 pm ist in Bild 10 b) gegeben (+). Abbildung b) (x) stellt den gleichzeitig dazu gemessenen Wellenlängenverlauf eines mechanisch und thermisch stabilisierten FBG dar. Das Kanalübersprechen zwischen den beiden Sensoren lässt sich somit zu  $< 1$  pm spezifizieren.



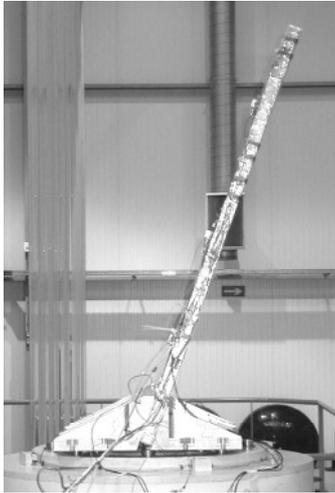
**Bild 10:** a) FBG Prüfstand zur Erzeugung dynamischer Lasten am FBG b) Wellenlängenverlauf eines mit 4 kHz mechanischer Last beaufschlagten FBG (+) und Wellenlängenverlauf eines gleichzeitig mechanisch und thermisch stabilisierten FBG (x).

## 4 Gesamtsystem

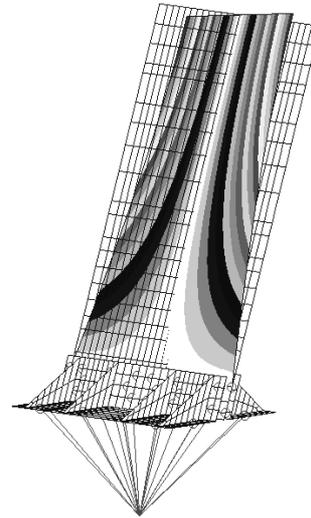
Das Messsystem wurde im Rahmen einer Messkampagne bei INTA (Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial) zur Strukturüberwachung einer Leichtbaustruktur, wie sie bei Trägerraketen zum Einsatz kommt, unter Startbedingungen eingesetzt. Die verwendete Struktur, geneigt montiert auf einem Shakertisch zur Simulation der mechanischen Lasten, ist in Bild 11 dargestellt. Die Belastung der Struktur während der Vibrationsversuche wurde durch eine Reihe in die

Leichtbaustruktur eingebauter und extrinsisch angebrachter FBG-Sensoren überwacht.

a)



b)



**Bild 11:** a) Mit FBG-Sensoren bestückte Leichtbaustruktur auf Shakerplattform  
b) Erwartete erste Torsionsmode der geneigt montierten Struktur

Es zeigte sich, dass die so vermessenen FBG-Sensoren, wie auch faseroptische Beschleunigungssensoren gleichwertige Ergebnisse zu konventionellen elektrischen DMS und Beschleunigungssensoren liefern können.

## 5 Zusammenfassung und Ausblick

Für die Erfassung dynamischer Lasten mittels FBG-Sensoren sind konventionelle FBG-Messsysteme auf Basis von Spektrometern, bzw. scannenden Lasern oder Filtern oftmals nicht geeignet.

Eine geeignete Alternative hierzu stellen filterbasierte faseroptische Messsysteme dar. Sie erlauben – bei geeigneter Wahl der Filterkomponenten und darauf abgestimmter Signalverarbeitungselektronik – den Einsatz faseroptische Sensoren für dynamische Messanwendungen, z.B. in der Strukturüberwachung.

Im Rahmen einer von der ESA geförderten Studie wurde erstmals ein für Weltraumanwendungen spezifiziertes AWG-basiertes Messsystem zu strukturellen

Überwachung von Leichtbaustrukturen während der Startphase eines Launchers entwickelt. Für die Messanwendung wurde in Zusammenarbeit mit dem Heinrich-Hertz Institut der FhG ein dediziertes AWG für die optische Signalverarbeitung entwickelt.

Durch die aus der durchgeführten Studie gewonnen Erkenntnisse kann bei Überarbeitung spezifischer Parameter der integriert optischen Komponente das Messsystem hinsichtlich nutzbarem Spektralbereich pro Sensor und der insgesamt auswertbaren Sensorzahl optimiert werden.

## Literatur

- [1] Othonos, A., "Fiber Bragg Gratings", Review of Scientific Instruments, 68:4309-4341, 1997
- [2] Zhao Y., Liao Y., "Discrimination methods and demodulation techniques for fiber Bragg grating sensors," Optics and Lasers in Engineering, 41, pp. 1-18, 2004
- [3] Müller, M.S., Buck, T.C., Koch, A.W. "Fiber Bragg grating-based acceleration sensor," Optomechatronic Technologies, 2009. ISOT 2009. International Symposium on, pp. 127-132, 2009
- [4] van Damme, S. et al, "Dynamic fiber optic strain measurement and aliasing suppression with a PDA-based spectrometer", Measurement Science and Technology, 18(2007), pp .3263-3266
- [5] Buck, T., Mueller, M.S., Plattner, M. P., Koch, A. W., "Performance analysis of interrogators for Fiber Bragg Grating sensors based on arrayed waveguide gratings", Proceedings of SPIE, Vol. 7389 (2009), doi: 10.1117/12.827526
- [6] Sano, Y., Yoshino, T., "Fast optical wavelength interrogator employing arrayed waveguide grating for distributed fiber bragg grating sensors", Journal of Lightwave Technology, Vol 21, No 1, pp. 132-139
- [7] Okamoto, K., "Fundamentals of optical waveguides", Elsevier, 2006
- [8] Buck, T., Mueller, M.S., Koch, A. W., "Compact FBG Interrogator based on a customized integrated optical arrayed waveguide grating", 15th European Conference on Integrated Optics, Cambridge, 2009

# Optisches Extensometer zur Verfolgung propagierender Verformungsbänder

H. Dierke, M. Fischer, L. Casarotto, R. Tutsch

Institut für Produktionsmesstechnik, TU Braunschweig

Prof. Dr.-Ing. Rainer Tutsch

Tel. 0531-3917048, E-Mail: [h.dierke@tu-braunschweig.de](mailto:h.dierke@tu-braunschweig.de)

## Kurzfassung

Der Portevin-LeChatelier-Effekt (PLC-Effekt) bezeichnet Instabilitäten der plastischen Verformung von Legierungen. In bestimmten Bereichen von Verformungsrate und Temperatur erfolgt die ansonsten homogene Verformung des Materials lokalisiert in schmalen Zonen, die PLC-Bänder genannt werden.

Zur Untersuchung der Entstehung und Fortbewegung solcher Verformungsbänder wurde ein optisches Extensometer entwickelt, das eine Zeilenkamera mit einer CMOS-Kamera mit hoher räumlicher Auflösung und Bildrate kombiniert.

## 1 Einleitung

Einer der wichtigsten Produktionsprozesse ist die plastische Verformung insbesondere von Metallen und Legierungen. Bei diesen erfolgt die Verformung durch die Erzeugung und Bewegung eindimensionaler Defekte im Kristallgitter, den sogenannten Versetzungen. Diese Bewegung ist im mikroskopischen Maßstab stark diskontinuierlich, da die Versetzungen durch andere Defekte wie z.B. Korngrenzen oder immobile Versetzungen aufgehalten werden und erst nach Überwindung dieser Hindernisse mit hoher Geschwindigkeit (nahe der Schallgeschwindigkeit im Material) zum nächsten Hindernis springen. Makroskopisch jedoch erscheint die Verformung trotz der lokalisierten Bewegung einzelner Versetzungen durch deren große Anzahl und die stochastische Verteilung der Dehnungsereignisse meistens gleichmäßig. Bei Legierungen diffundieren bei genügend hoher Temperatur die Fremdatome zu den an den Hindernissen auf Aktivierung wartenden Versetzungen und verankern diese zusätzlich (Reckalterung, [1]), so dass zur weiteren Verformung eine höhere äußere Spannung erforderlich ist.

Dies kann in bestimmten Intervallen von Temperatur und Verformungsrate zu einem unerwünschten Effekt führen: Die makroskopisch homogene Verformung geht durch kollektives Verhalten der Versetzungen und damit der Ausbildung von Versetzungslawinen über in eine räumlich inhomogene und zeitlich instabile Verformung. Dies resultiert in ungleichmäßig verfestigten Proben und rauen Oberflächen.

Da insbesondere im Leichtbau angewandte Aluminium-Legierungen den PLC-Effekt bereits bei Raumtemperatur und im Bereich üblicher Verformungsraten sehr deutlich zeigen, liegt ein starkes Interesse vor, die Mechanismen des PLC-Effekts zu verstehen oder passende Parameter für die Verformung zu finden, um die Instabilitäten zu vermeiden.

Der PLC-Effekt wird üblicherweise in drei Typen klassifiziert, die im Wesentlichen anhand des Aussehens der Spannungs-Dehnungs-Kurven sowie dem Propagationsverhalten der Verformungsbänder unterschieden werden (vgl. Bild 1).

- Typ A: kontinuierliche Bewegung. Ein Verformungsband wird meist durch Spannungskonzentrationen an den Probenenden initiiert und wandert kontinuierlich über die gesamte Probenlänge. Am Probenende wird das Band reflektiert oder ein neues Band wird initiiert. Der PLC-Typ A tritt im Wesentlichen bei hohen Dehnraten auf.
- Typ B: unterbrochene Bewegung. Die Bewegung der Verformungsbänder beim Typ B erfolgt meist nur über kleinere Bereiche der Probe kontinuierlich, das Band bewegt sich sprunghaft über die Probenlänge. In den Pausen zwischen den Bandbewegungen kann es zur Ausbildung von Verformungsbändern an anderen Stellen der Probe kommen.
- Typ C: stochastisches Auftreten. Hier kann nicht mehr von einer Bewegung der Verformungsbänder gesprochen werden, denn diese erscheinen zufällig und räumlich unkorreliert auf der Probenlänge und propagieren kaum.

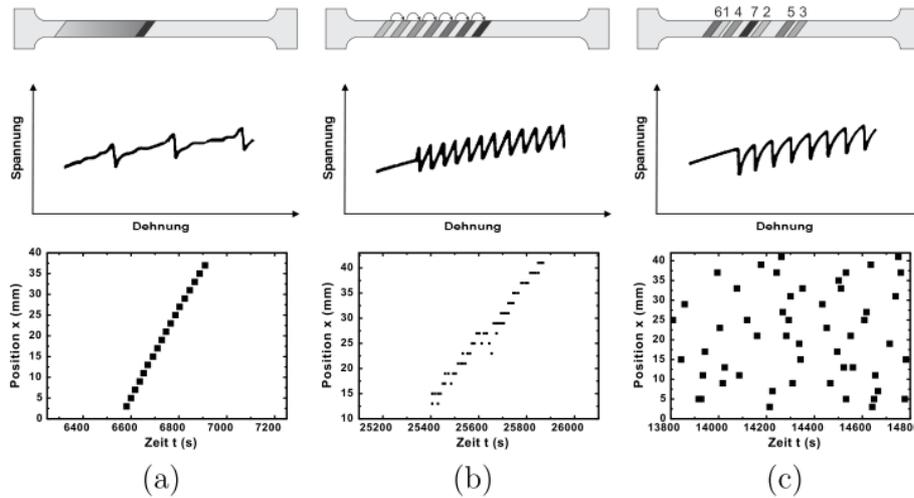


Bild 1: Verhalten von PLC-Bändern: Oben: Bandbewegung auf einer Zugprobe, Mitte: typische Spannungs-Dehnungs-Kurven [2], unten: Position-Zeit-Korrelationsdiagramme (vgl. [3]). (a) Typ A: kontinuierliche Bewegung, (b) Typ B: unterbrochene Bewegung, (c) Typ C: stochastisches Auftreten (die Zahlen 1-7 an der Zugprobe verdeutlichen hier die zeitliche Reihenfolge).

Zur kontaktlosen Messung der lokalisierten Verformung gibt es eine Reihe von Verfahren, die auf Detektion unterschiedlicher Begleiterscheinungen der lokalen Verformung basieren:

- akustische Emission (z.B. [4])
- Laserextensometer (z.B. [5]), Video-Analyse (z.B. [6]), Laser-Speckle-Interferometrie (z.B. [7])
- Thermographie (z.B. [8],[9])

Die genannten Verfahren weisen unterschiedliche Auflösungen in Ort und Zeit auf. Eine hohe Ortsauflösung ist dabei im Allgemeinen mit einer geringen Zeitauflösung verbunden und umgekehrt. Zum Verständnis der Ursachen des PLC-Effekts ist die Beobachtung der Vorgänge an der Front der Verformungsbänder von großer Bedeutung. Diese Beobachtung kann mit den zuvor genannten Verfahren nicht mit hinreichender Genauigkeit erfolgen.

Aus messtechnischen Gesichtspunkten sind im Wesentlichen die PLC-Typen A und B zur Analyse mit einem optischen Extensometer geeignet, da hier im Ge-

gensatz zum PLC-Typ C aufgrund eines beobachteten Dehnungsereignisses von einer Propagation des entstandenen Verformungsbands in der näheren Umgebung auszugehen ist. So können im durch Kameraauflösung, Bildrate und Größe des Bildspeichers begrenzten Rahmen mehrere Ereignisse festgehalten werden und die materialwissenschaftlich interessanten Vorgänge an der Bandfront beobachtet werden.

Um die dafür notwendige räumliche Auflösung zu erreichen, ist üblicherweise eine Beschränkung auf einen Teil der Probe vonnöten. Die messtechnische Herausforderung ist dabei, den Ort eines Dehnungsereignisses so schnell zu bestimmen, dass eine hoch aufgelöste Aufnahme des entsprechenden Bereichs ausgelöst werden kann.

## 2 Experimenteller Aufbau

Den schematischen Aufbau des optischen Extensometers zeigt Bild 2. Die Probe wird dabei von der einen Seite mit einer Zeilenkamera (Schäfter & Kirchhoff 1024DDE, Auflösung 1024 Pixel, Bildrate 10kHz) aufgenommen. Auf dieser Seite ist die Probe mit einem Streifenmuster quer zur Zugrichtung versehen, so dass durch Detektion einer Verschiebung der Streifen das Durchlaufen eines PLC-Bandes mit hoher Genauigkeit erfasst werden kann.

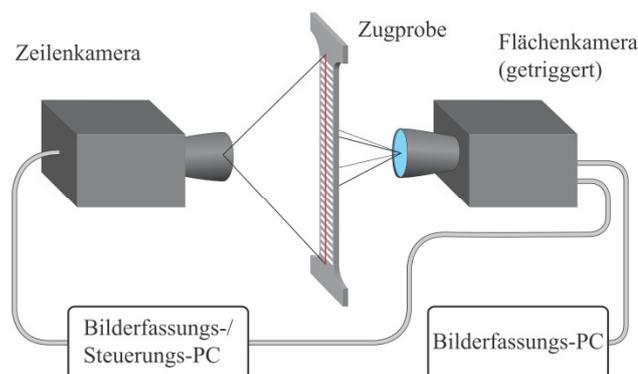


Bild 2: Schematischer Aufbau des optischen Extensometers

Auf der anderen Seite der Probe wird ein Ausschnitt ( $4 \times 8 \text{ mm}^2$ ) der Probe mit hoher zeitlicher Auflösung von einer Flächenkamera beobachtet. Der Ringspeicher der Kamera wird ausgelesen, sobald durch die Zeilenkamera eine Ver-

schiebung im Streifenmuster auf Höhe des durch die Flächenkamera beobachteten Probenbereichs erkannt wird.

Die verwendete CMOS-Kamera (Vosskühler HCC-1000F) weist eine Auflösung von  $1024 \times 1024$  Pixels und einer Bildrate von 462 Bildern/s (Vollbild) auf. Durch Begrenzung der verwendeten Fläche auf  $1024 \times 512$  Pixel lässt sich zudem eine Verdoppelung der Bildrate (923 Bilder/s) erreichen.

In einer Erweiterung dieses optischen Extensometers wurde eine Hochgeschwindigkeitskamera (Photron Fastcam X 1024 PCI, Auflösung  $1024 \times 1024$  Pixel) auf einem Linearmotor (Feinmess PMT 160-100-DC-L) mit einem maximalen Weg von 100 mm und einer Höchstgeschwindigkeit von 12mm/s montiert. Dieser ist damit ausreichend dimensioniert, um PLC-Bänder nachverfolgen zu können (übliche durchschnittliche Propagationsgeschwindigkeiten liegen hier im Bereich von etwa 4-10mm/s). Um bei der vorgegebenen Größe des Ringspeichers (8GB) eine ausreichend lange Aufzeichnungsdauer sicherzustellen, wurde bei dieser Kamera die Bildrate auf 250 Bilder/s reduziert.

### 3 Auswertung

Aus den gewonnenen Daten muss zunächst die Position auf der Probe eindeutig bestimmt werden. Grundlage dafür ist das mit der Zeilenkamera aufgenommene Streifenmuster auf der Probenoberfläche. Aus dem daraus resultierenden Intensitätsprofil (Bild 3) wird über Vergleich der Grauwerte mit einem geeigneten Schwellenwert die Position der Schwarz-Weiß-Übergänge bestimmt.

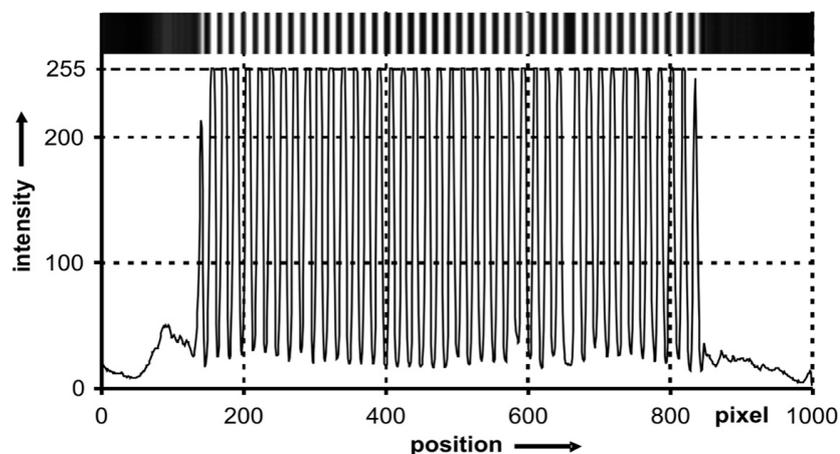


Bild 3: Intensitätsprofil der Zeilenkamera

Da ein Streifen auf der Probenoberfläche zwei Kanten aufweist, ergibt sich die Position des Streifens durch den Mittelwert der berechneten Positionen der beiden zugehörigen Ränder (Bild 4).

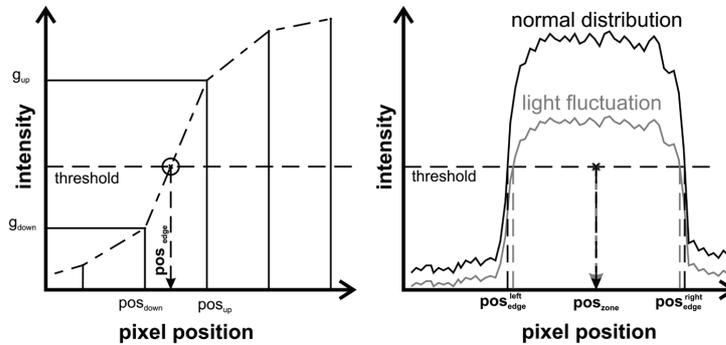


Bild 4: Bestimmung der Schwarz-Weiß-Übergänge (links) und der Position einer Zone des Streifenmusters

Durch ein während der Messung auftretendes PLC-Band vergrößert sich der Abstand zweier benachbarter Zonen gegeneinander sprunghaft. Dies ist als Peak im Gradienten des Abstands zweier benachbarter Streifen zu beobachten, der einen deutlichen Hinweis auf die Präsenz eines Verformungsbandes zwischen den jeweiligen Zonen liefert. Durch einen geeignet gewählten Schwellenwert können automatisiert Ort und Zeitpunkt eines Dehnungsereignisses bestimmt und in so genannten Korrelationsdiagrammen dargestellt werden (Bild 5).

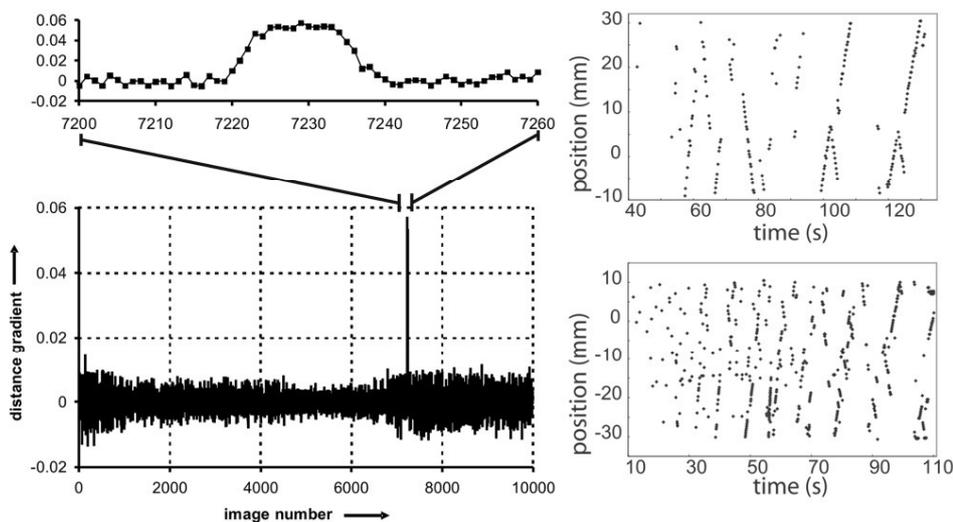


Bild 5: Peak im Gradienten des Abstands zweier benachbarter Streifen bei Auftreten eines PLC-Bands (links, die Bildnummer ist proportional der Messzeit) und daraus abgeleitete Korrelationsdiagramme (Auftragung des Orts eines Dehnungsereignisses gegen die Zeit) für die PLC-Typen A (rechts oben) und B (rechts unten).

Für die Nachführung der Flächenkamera im dynamischen Betrieb des Extensometers musste zudem ein geeigneter Algorithmus entwickelt werden, da die Dauer eines Dehnungsereignisses im Bereich vom wenigen Millisekunden liegt und damit zu kurz ist, um die Kamera am Ort des Ereignisses zu positionieren und die Aufnahme auszulösen.

Während beim PLC-Typ A ein Band üblicherweise an den Probenenden initiiert wird und dann über die gesamte Probenlänge propagiert, musste für die sprunghafte Propagation des Typs B ein anderer Ansatz gefunden werden. Die beste Lösung war hier, die einzelnen Dehnungsereignisse auf Korrelationen zu untersuchen und so die Bewegung einer virtuellen Bandfront zu berechnen. Die Kamera wird dann parallel zu dieser bewegt, so dass folgende Dehnungsereignisse im Bildfeld der Kamera stattfinden. Wegen der großen Dynamik der Bandentstehung und Propagation müssen insbesondere im Fall der Mitführung der Flächenkamera die zur Datenaufzeichnung und -verarbeitung erforderlichen Schritte in Echtzeit durchgeführt werden. Diese Anforderung wird durch das hier beschriebene Extensometer erfüllt.

## 4 Ergebnisse

Die untersuchten Proben (Aluminium-Magnesium-Legierung AA5754 (Al-3%Mg), Länge 70mm, Breite 4mm, Dicke 1,5mm) wurden mit einer Dehnrates von etwa  $\dot{\epsilon} = 1 \cdot 10^{-4} s^{-1}$  (PLC-Typ B) bzw.  $\dot{\epsilon} = 1 \cdot 10^{-3} s^{-1}$  (Typ A) verformt.

Während bereits die Informationen der Zeilenkamera Details über Ausdehnung und Geschwindigkeit der PLC-Bänder liefern und damit den Vergleich mit bestehenden Untersuchungen ermöglichen (z.B. [5]), ermöglicht die Flächenkamera darüber hinaus die Messung mehrdimensionaler Eigenschaften der PLC-Bänder wie Ausrichtung der Bänder zur Zugrichtung und Verteilung der Dehnung und Dehnrates im Band.

In Bild 6 ist die Entstehung eines PLC-Bandes des Typs B dargestellt. Die Farbskala repräsentiert die Dehnung relativ zur jeweils vorausgegangenen Aufnahme, der Zeitunterschied zwischen den Aufnahmen beträgt etwa 1,1 ms (entspricht einer Bildrate von 923 Bildern/s). Die aus diesen Daten ermittelte Geschwindigkeit der Bandentstehung beträgt etwa 3600 mm/s und ist damit mit vorausgegangenen Untersuchungen vergleichbar [10].

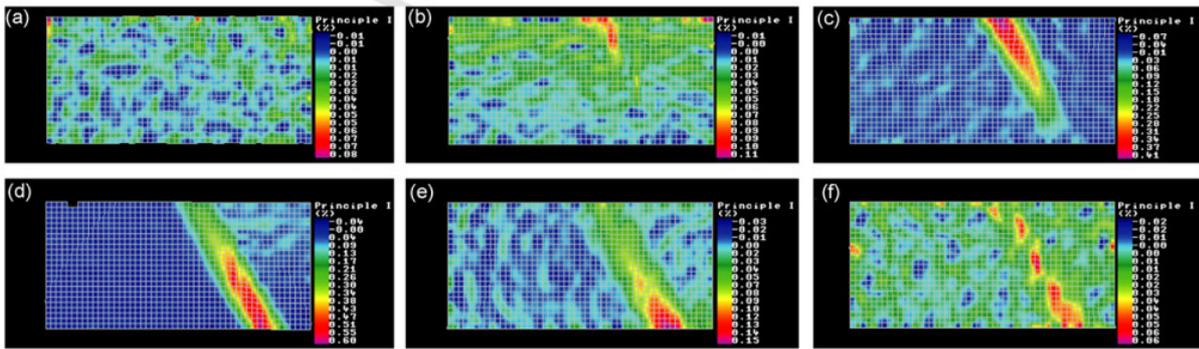


Bild 6: Entstehung eines PLC-Bandes. Zeitunterschied zwischen den Aufnahmen jeweils ca. 1,1 ms, betrachteter Probenausschnitt ist ca. 4mm breit und ca. 8mm lang (in Zugrichtung)

Bild 8 zeigt die kontinuierliche Propagation eines PLC-Bandes des Typs A. Die scheinbare Verkipfung des PLC-Bands ist dabei ein Indiz für die hohe räumliche und zeitliche Auflösung des optischen Extensometers. Wie die in Bild 6 dargestellte Bildung eines PLC-Bandes erfolgt auch die Propagation durch schmale Bereiche hoher lokaler Dehnung an der Bandvorderseite.

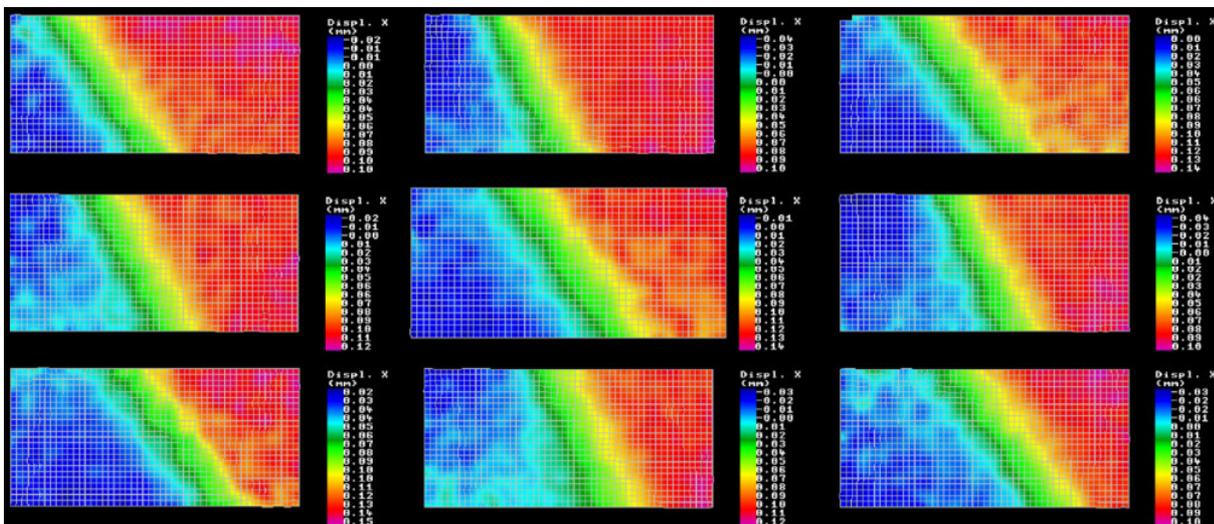


Bild 7: kontinuierliche Propagation eines PLC-Bands des Typs A, Zeitintervall zwischen den Aufnahmen etwa 10ms. Zur wechselnden Ausrichtung des Bandfronts s. Bild 8

Die Ursache für die wechselnde Ausrichtung des PLC-Bands zeigt Bild 8. Hier sind mehrere solcher aufeinanderfolgende Bereiche dargestellt. Zum Zeitpunkt der Aufnahme sind nun unterschiedliche Anteile der Scherbänder auf der Probe

sichtbar, so dass sich insgesamt eine wechselnde Ausrichtung des PLC-Bands ergibt (dargestellt durch die stärker gezeichnete Linie).

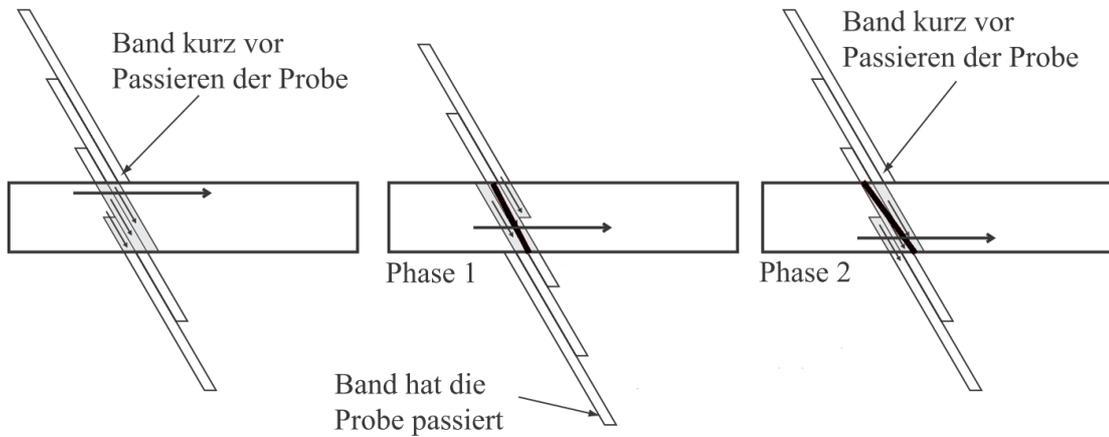


Bild 8: Schematische Darstellung zur Erklärung der scheinbar wechselnden Ausrichtung der Bandfront des PLC-Bands in Bild X. Schmale Bänder passieren die Probenbreite in derselben Richtung, aber mit zeitlichem Abstand, die Länge der Bänder entspricht der Zeitdauer ihrer Aktivität. Die stärker gezeichnete Linien kennzeichnen die beobachtete Verkipfung des PLC-Bands.

Die dynamische Variante zeigte darüber hinaus, dass auch eine Verfolgung der PLC-Bänder mit dem oben beschriebenen Aufbau möglich ist. Bild 9 zeigt das Ergebnis eines solchen Experiments.

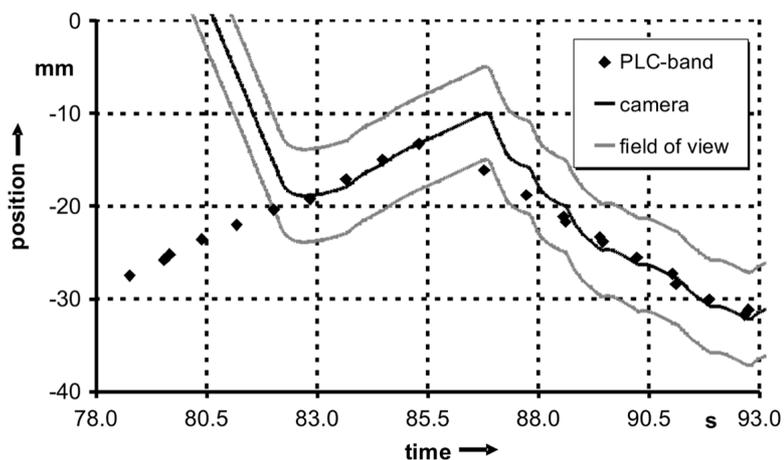


Bild 9: Registrierte Dehnungsereignisse (Punkte) und Weg der nachgeführten Flächenkamera.

Bei Detektion eines Dehnungsereignisses weit außerhalb des beobachteten Bereichs der Probe wird die Kamera zunächst mit Maximalgeschwindigkeit in

Richtung des Orts des letzten Dehnungsereignisses bewegt, bis ein solches Ereignis im Gesichtsfeld der Kamera registriert wird. Im weiteren Verlauf folgt die Kamera der virtuellen Bandfront.

Durch den Richtungswechsel des PLC-Bands (nach 85,5s) verlässt das PLC-Band den beobachteten Bereich. Innerhalb weniger Dehnungsereignisse ist der Algorithmus in der Lage, die Kamera an die Position der Bandfront zu verfahren.

## **5 Zusammenfassung**

In diesem Artikel wurde die Entwicklung eines optischen Extensometers zur Verfolgung propagierender Verformungsbänder vorgestellt. Mit diesem Extensometer ist zudem eine Untersuchung dieser Verformungsbänder mit hoher zeitlicher und räumlicher Auflösung möglich. Dies erfordert aufgrund unterschiedlicher Längenskalen zur Lokalisierung der Dehnungsereignisse auf der Probe und zur detaillierten Darstellung der lokalen Dehnungen eine Kombination zweier Sensoren mit unterschiedlicher räumlicher Auflösung. Mit dem hier vorgestellten System aus einer Zeilenkamera mit hoher Bildrate und einer Hochgeschwindigkeitskamera mit hoher Ortsauflösung konnte die Aufgabe zufriedenstellend gelöst werden.

Mit diesem Extensometer konnten wertvolle Ergebnisse zur Entstehung und Bewegung der PLC-Bänder erzielt werden, die Ergebnisse vorangegangener Untersuchungen bestätigten und ergänzten.

## **Danksagung**

Die Autoren danken der Deutschen Forschungsgemeinschaft für die Unterstützung im Rahmen des Projekts Tu-135/9-1.

## **Literatur**

- [1] A.H. Cottrell: A note on the Portevin-LeChâtelier effect, Phil. Mag. 44 (1953) 829-832
- [2] B. Brindley, P. Worthington: Yield point phenomena in substitutional alloys, Metallurgical Reviews 15 (1970) 101

- [3] P. Hähner, A. Ziegenbein, E. Rizzi, H. Neuhäuser: Spatiotemporal analysis of Portevin-Le Châtelier deformation bands: Theory, simulation, and experiment, *Phys. Rev. B* 65 (2002) 134109
- [4] F. Chmelík, F.B. Klose, H. Dierke, J. Šachl, H. Neuhäuser, P. Lukáč: Investigating the Portevin-LeChâtelier effect in strain rate and stress rate controlled tests by the acoustic emission and laser extensometry techniques, *Mat. Sci. Eng A* 462 (2007) 53-60
- [5] F. Klose: Experimental and numerical studies on the Portevin-Le Châtelier effect in CuAl and AlMg in strain and stress controlled tensile tests, Dissertation, TU Braunschweig (2004)
- [6] S.V. Franklin, F. Mertens, M. Marder: Portevin-LeChatelier effect. *Phys. Rev. E* 62(6) (1999) 8195–8206
- [7] R. Shabadi, S. Kumar, H.J. Roven, E.S. Dwarakadasa: Characterisation of PLC band parameters using laser speckle technique, *Mat. Sci. Eng. A* 364(1-2) (2004) 140-150
- [8] H. Louche, P. Vacher, R. Arrieux: Thermal observations associated with the Portevin-Le Châtelier effect in Al–Mg alloy. *Mat. Sci. Eng. A* 404(1–2) (2005) 188-196
- [9] N. Ranc, D. Wagner: Some aspects of Portevin–Le Châtelier plastic instabilities investigated by infrared pyrometry, *Mat. Sci. Eng. A* 394(1–2) (2005) 87–95
- [10] W. Tong: Detection of plastic deformation patterns in binary aluminium alloy, *Experimental Mechanics* 37(4) (1997) 452–459

# Charakterisierung und Anwendung eines Doppler-Global-Velozimeters mit Laserfrequenzmodulation für die Untersuchung turbulenter Strömungen

Andreas Fischer

Technische Universität Dresden, Professur für Mess- und Prüftechnik,  
Tel.: 0351-46335282, E-Mail: andreas.fischer2@tu-dresden.de

## Kurzfassung

Zur Erforschung unbekannter turbulenter Strömungen werden berührungslose Geschwindigkeitsmessverfahren benötigt, die eine geringe Messunsicherheit ( $< 1\%$ ), eine hohe Messrate ( $> 10\text{ kHz}$ ) und eine Mehrpunktmessung gestatten.

Um die Eignung und das Potential der Doppler-Global-Velozimetrie (DGV) hierfür aufzuzeigen, wurde eine Abschätzung der minimal erreichbaren Messunsicherheit auf Basis der Cramér-Rao-Ungleichung durchgeführt. Die abgeschätzte und mit einem optimierten Messsystem experimentell bestätigte Messunsicherheit beträgt minimal  $0,03\text{ m/s}$  und ist um eine Größenordnung kleiner als bei bisherigen DGV-Systemen. Zudem konnte hierbei durch den Einsatz eines schnellen Detektorarrays anstelle von üblicherweise genutzten CCD-Kameras die Messrate deutlich gesteigert werden.

Im Ergebnis sind mit dem aufgebauten Messsystem erstmals berührungslose Messungen von Geschwindigkeitsspektren bis ca.  $10\text{ kHz}$  simultan an 25 Punkten möglich. Als Anwendungsbeispiele werden Messungen der Wirbel im Nachlauf eines quer angeströmten Zylinders und des Spaltwirbels bei einem ebenen Schaufelgitter vorgestellt. Das Messsystem kann zukünftig z.B. für die Erforschung von turbulenten Strömungen in Turbomaschinen genutzt werden, um deren Effizienz und Leistungsfähigkeit weiter zu steigern.

# 1 Die Messaufgabe

Um die Effizienz von Strömungsmaschinen weiter zu verbessern, ist ein vertieftes Verständnis der auftretenden Strömungsphänomene erforderlich. Simulationen solcher Strömungen können dabei nur bedingt helfen, da die genutzten Strömungsmodelle einer Validierung bedürfen. Die Strömungen sind häufig instationär, dreidimensional, turbulent und weisen zudem hohe Reynoldszahlen auf. Folglich sind Messungen der Strömungsgeschwindigkeit unerlässlich. Das gesuchte Messsystem soll folgende Eigenschaften aufweisen:

- *berührungslos*, d.h. keine Beeinflussung der zu messenden Strömung
- *geringe zufällige Messabweichungen*, um kleine Geschwindigkeitsfluktuationen erfassen zu können
- *hohe Messrate* ( $\geq 10$  kHz), um Geschwindigkeitsspektren (zeitliche Korrelation) aufnehmen zu können zwecks Charakterisierung der Strömungsturbulenz
- *Mehrpunktmessung*, um komplexe Strömungsstrukturen aufzulösen und örtliche Korrelationen zu untersuchen
- *dreikomponentige Messung*, um die vollständige Geschwindigkeitsinformation zu erhalten

Um die rückwirkungsfreie Messung zu gewährleisten, soll ein optisches Messverfahren genutzt werden. Deswegen scheidet die Hitzdraht-Anemometrie aus, mit der standardmäßig Geschwindigkeitsspektren aufgenommen werden [1]. Auch die etablierte Laser-Doppler-Anemometrie wird hier nicht weiter betrachtet, da sie üblicherweise ein punktförmiges Messverfahren darstellt [2]. Die heute häufig angewandte Particle-Image-Velocimetry stößt bei der geforderten Messrate an gegenwärtige technologische Grenzen, wenngleich einzelne Messsysteme bereits erfolgreich demonstriert wurden [3]. Letztgenannte Technik ist jedoch bezüglich optischer Abberationen anfällig, wie sie bei Messungen in Strömungsmaschinen durch ein optisches Fenster häufig auftreten. Deswegen wird erstmals ein alternativer Ansatz verfolgt: die Doppler-Global-Velozimetrie [4].

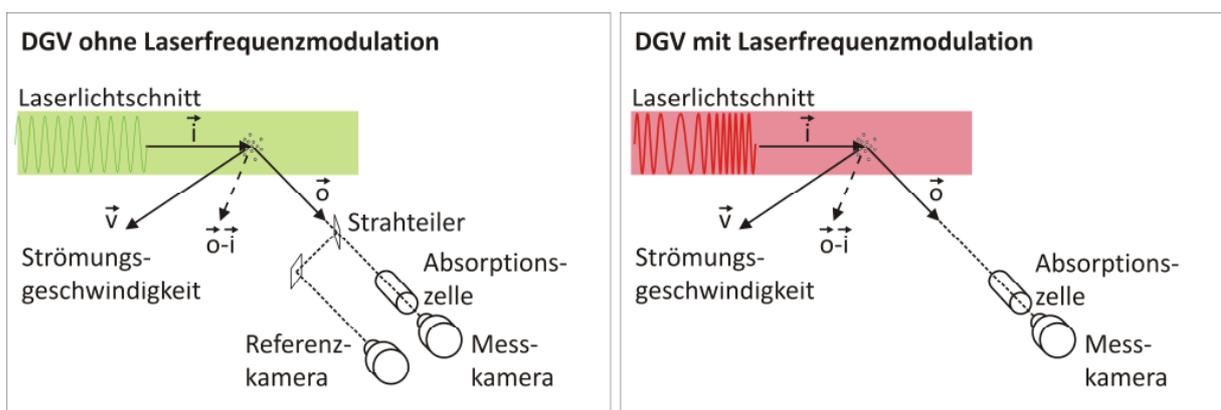
## 2 Die Lösung

### 2.1 Messprinzip

Die Doppler-Global-Velozimetrie (DGV) ist ein optisches Geschwindigkeitsmessverfahren und basiert auf der Messung der Doppler-Frequenzverschiebung von an Partikeln gestreutem Laserlicht. Die mikrometergroßen Streupartikel werden von der Strömung mitgeführt und es trete kein Schlupf auf, so dass die Partikelgeschwindigkeiten der jeweiligen Strömungsgeschwindigkeit entsprechen. In Abhängigkeit der Richtung  $\vec{i}$  und der Wellenlänge  $\lambda$  des einfallenden Laserlichts sowie der Beobachtungsrichtung  $\vec{o}$  ergibt sich die Dopplerfrequenz

$$f_D = \frac{(\vec{o} - \vec{i}) \cdot \vec{v}}{\lambda}. \quad (1)$$

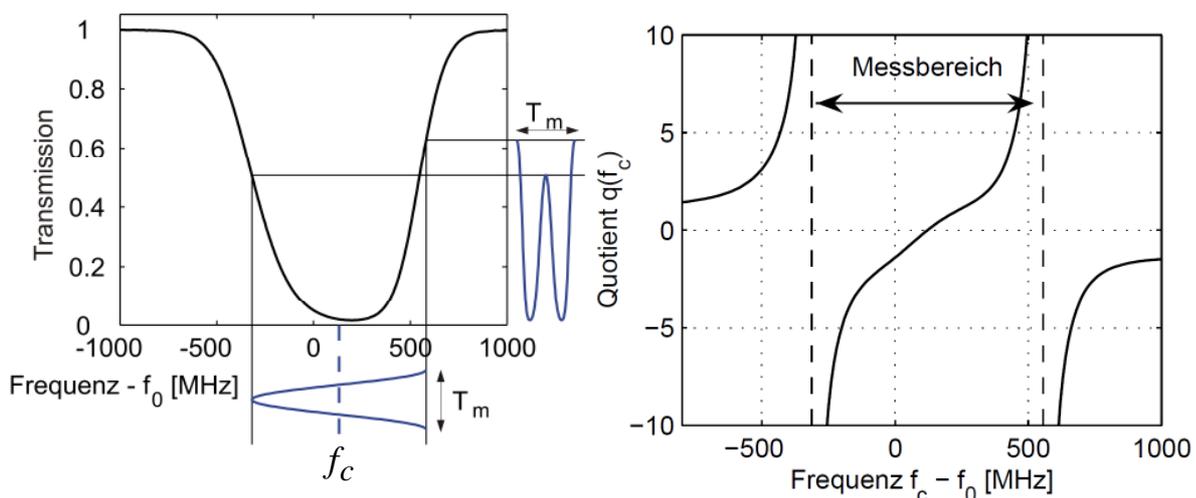
Durch das spektrale Absorptionsverhalten einer molekularen Absorptionzelle wird die geschwindigkeitsbedingte Frequenzänderung in eine Intensitätsänderung überführt, welche mit einer Kamera gemessen werden kann. Um den Einfluss der Streulichtintensität korrigieren zu können, wird letztere üblicherweise mithilfe eines Strahlteilers und einer Referenzkamera erfasst (s. Bild 1, links). Durch die flächige Beleuchtung und den Einsatz von Kameras können dabei Geschwindigkeitsfelder erfasst werden. Mit drei unterschiedlichen Beobachtungs- oder Einfallrichtungen lassen sich schließlich alle drei Geschwindigkeitskomponenten messen.



**Bild 1:** Messaufbau bei DGV ohne (links) und mit (rechts) Laserfrequenzmodulation

Betrachtet wird hier ein neu entwickeltes DGV-Verfahren mit Laserfrequenzmodulation, bei dem die Referenzkamera nicht mehr benötigt wird und folglich Bildausrichtungsabweichungen nicht auftreten (s. Bild 1, rechts.). Die hier verfolgte Idee eines DGV mit sinusförmiger Laserfrequenzmodulation (FM-DGV) [5] beruht auf der Auswertung eines Streulichtsignals, welches aufgrund der Laserfrequenzmodulation und der Kennlinie der Absorptionszelle wie z.B. im Bild 2, links dargestellt moduliert ist. Vom Streulichtsignal werden eine oder mehrere Modulationsperioden aufgenommen und mittels harmonischer Analyse die Amplituden  $A_1(f_c)$ ,  $A_2(f_c)$  der ersten und zweiten Harmonischen bestimmt. Sie hängen beide von der dopplerverschobenen Lasermittelfrequenz  $f_c$  des Streulichts ab, die bei einer Stabilisierung des Lasers unmittelbar die Doppler-Frequenzverschiebung gemäß der Gl. (1) angibt. Ausgewertet wird letztlich der Quotient  $q(f_c) = A_1(f_c)/A_2(f_c)$  (Bild 2, rechts), damit die Querempfindlichkeit bezüglich der Streulichtleistung, die direkt proportional in die Amplituden eingeht, entfällt. Voraussetzung hierfür ist eine konstante Streulichtleistung während einer Modulationsperiode.

Als erstes Ziel galt es nun, das generelle Potential der FM-DGV-Messtechnik bezüglich der maximalen Messrate und der minimal erreichbaren Messunsicherheit zu untersuchen.



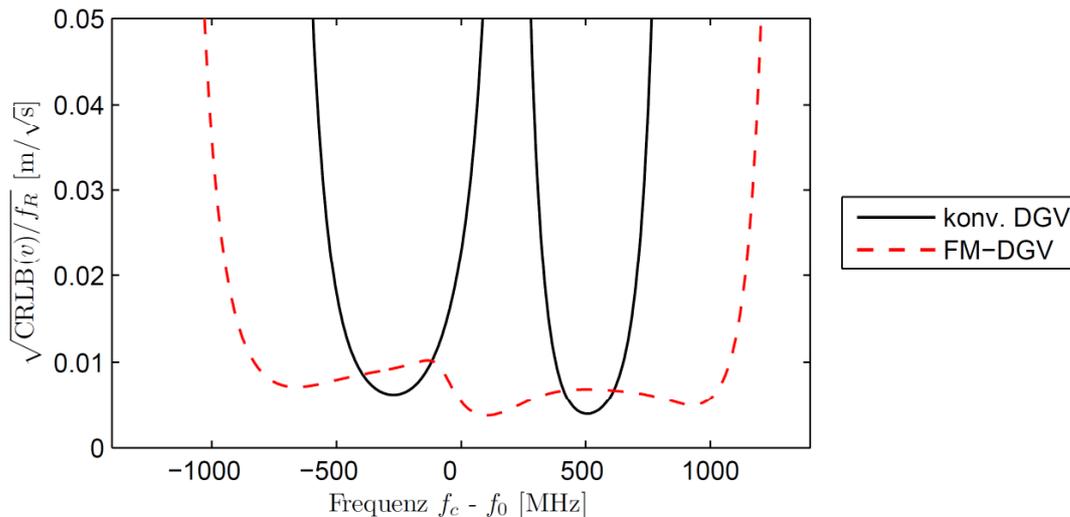
**Bild 2:** Lichtsignal, das bei sinusförmiger Laserfrequenzmodulation (Periode  $T_m$ ) durch eine mit Cäsiumgas gefüllte Absorptionszelle transmittiert wird (links), sowie dessen Amplitudenverhältnis der ersten und zweiten Harmonischen als Funktion der Lasermittelfrequenz  $f_c$  (rechts)

## 2.2 Theoretische Betrachtungen zur maximalen Messrate und minimal erreichbaren Messunsicherheit

Bei der DGV ohne Laserfrequenzmodulation ist die Grenzfrequenz der genutzten Photoempfänger gleich der maximal erreichbaren Messrate. Dieser Zusammenhang erleichtert, z.B. im Gegensatz zu Laser-Doppler-Anemometern, das Erreichen der angestrebten Messrate ( $\geq 10$  kHz). Voraussetzung ist jedoch, dass sich stets Partikel im Messvolumen befinden und somit eine kontinuierliche Erfassung der Strömungsgeschwindigkeit möglich ist. Bei DGV-Verfahren mit Laserfrequenzmodulation ist die Modulationsfrequenz gleich der maximalen Messrate. Auch hier sind lediglich entsprechend breitbandige Detektoren erforderlich, die die Modulation der Streulichtsignale auflösen zu können. Demnach sind DGV-Verfahren bezüglich der maximalen Messrate generell für die Untersuchung von Turbulenz sehr gut geeignet.

Die minimal erreichbare Messunsicherheit sämtlicher DGV-Verfahren wurde durch eine allgemeingültige Modellierung des Messprozesses und eine Berechnung der Cramér-Rao-Schranke ermittelt [6,7]. Als Unsicherheitsquellen wurden hierfür zwei stets bei der Photodetektion auftretende Rauschquellen betrachtet: das signalunabhängige Rauschen des Detektors (thermisches und Dunkelstromrauschen) und das signalabhängige Rauschen (Schrotrauschen des Photostroms). Das Endergebnis ist beispielhaft für eine Lawinenphotodiode (3 dB-Grenzfrequenz: 450 kHz) als Detektor und für die in Bild 2, links gegebene Cäsium-Absorptionslinie im Bild 3 über der Lasermittenfrequenz dargestellt. Als Streulichtleistung wurde 3 nW angenommen, die mit dem in Abschnitt 3 beschriebenen FM-DGV-System maximal erreicht werden konnte.

Die Cramér-Rao-Schranke ist direkt proportional zur Messrate  $f_R$ , weshalb die Darstellung im Bild 3 normiert ist. Mit FM-DGV lässt sich im Ergebnis eine etwa gleich große minimale Messunsicherheit wie mit DGV ohne Laserfrequenzmodulation erreichen. Sie beträgt ca.  $0,004 \text{ m/s} \cdot \sqrt{f_R / \text{Hz}}$ , d.h. zum Beispiel 0,4 m/s für eine Messrate von 10 kHz. Wichtig für die Aufnahme von Geschwindigkeitsspektren ist die resultierende minimale Rauschleistungsdichte, die unabhängig von der Messrate ist:  $1,6 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2/(\text{s}^2 \text{ Hz})$ . Damit ist das Potential der FM-DGV für zeitlich hochauflösende Messungen erstmals beschrieben.



**Bild 3:** Berechnung der Cramér-Rao-Schranke für das konventionelle DGV- und das FM-DGV-Verfahren: Beide DGV-Verfahren ermöglichen etwa gleiche minimale Messunsicherheiten, jedoch bei verschiedenen Arbeitspunkten der Laserfrequenz. FM-DGV bietet potentiell einen größeren Messbereich mit geringerer Messunsicherheit.

### 3 Das Messsystem

Als frequenzmodulierbare Lichtquelle wird ein DFB-Diodenlaser mit der Wellenlänge 852,1 nm eingesetzt, dessen max. Ausgangsleistung 150 mW beträgt. Die gewählte Modulationsfrequenz beträgt 100 kHz, so dass eine hohe Messrate möglich ist und während einer Modulationsperiode die Streulichtleistungsschwankungen vernachlässigbar klein sind. Da Cäsiumgas bei 852,1 nm die im Bild 2 gezeigte Absorptionslinie hat, wird es hier zur Frequenz-Intensitäts-Konversion genutzt. Die Lasermittenfrequenz ist auf das Transmissionsminimum der Absorptionzelle stabilisiert. Bei der Streulichtdetektion wird ein Array von 25 fasergekoppelten Lawinenphotodioden eingesetzt, deren Grenzfrequenz (450 kHz) die Erfassung der ersten und zweiten Harmonischen gestattet. Die Fasern können flexibel angeordnet und somit die 25 Messpunkte variabel gesetzt werden. Eine lineare Anordnung der 25 Kanäle wird zunächst favorisiert, weil ausgerichtet entlang eines kollimierten Laserstrahls so die maximale Streulichtleistung erreicht wird. Weitere Angaben zum Aufbau des FM-DGV-Messsystems können z.B. der Publikation [8] entnommen werden. Die Kalibrierung des Messsystems erfolgte an einer rotierenden Glasscheibe mit angerauter Oberfläche, deren Rotationsfrequenz stabilisiert wurde.

Im Ergebnis bietet das FM-DGV-Messsystem 25 Kanäle mit einer lateralen Ortsauflösung von ca. 1 mm, einer maximalen Messrate von 100 kHz und einer in Kalibriermessungen bestimmten minimalen Messunsicherheit von 0,03 m/s (Standardabweichung, zufällige Messabweichungen) bei 10 ms Mittelungsdauer. Die bestimmte Messunsicherheit in Abhängigkeit der gewählten Messrate und der verfügbaren Streulichtleistung ist z.B. in [9] gegeben. Aufgrund von vermutlich temperaturbedingten Drifts der Eigenschaften des Lasers und der Absorptionszelle ergeben sich mit dem gegenwärtigen System systematische Messabweichungen von ca.  $\pm 0,3$  m/s. Diese sind jedoch nur für Absolutwertmessungen der Geschwindigkeit und bei einer Mittelungsdauer  $> 100 \mu\text{s}$  relevant und spielen insbesondere bei der Messung von Geschwindigkeitsoszillationen keine Rolle. Um die systematischen Messabweichungen zu reduzieren, können dank der Frequenzmodulierbarkeit des Lasers zukünftig Eigenkalibrier-techniken zum Einsatz kommen.

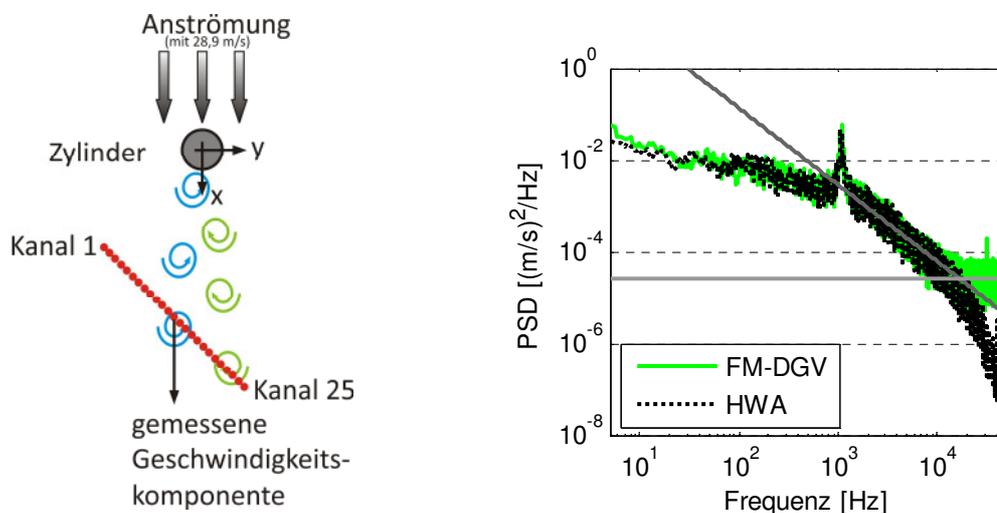
## 4 Anwendungen

### 4.1 Von Kármán'sche Wirbelstraße

Die Eignung des FM-DGV-Messsystems für zeitlich hochaufgelöste Geschwindigkeitsmessungen ist in der Nachlaufströmung eines quer angeströmten Zylinders, der von Kármán'schen Wirbelstraße untersucht worden. Generell ist die Untersuchung der üblicherweise turbulenten Nachlaufströmungen von Körpern ein essentieller Aspekt, wenn es z.B. um Energieeinsparungen bei Automobilen und Zügen geht. Der Durchmesser des Zylinders betrug  $D = 5$  mm, die Anströmgeschwindigkeit 28,9 m/s (Reynoldszahl = 10005). Die Messanordnung ist in Bild 4, links skizziert. Der Speicher der Messkarten gestattete eine Messdauer von 8 s am Stück, d.h. eine spektralen Auflösung der Geschwindigkeit von 0,125 Hz. Es wurde mit 100 kHz Messrate (offline) an 25 Punkten simultan gemessen. Der Kanal 13 befand sich bei  $x = 6,5 D$  und  $y = -0,5 D$ . Das beispielsweise dort gemessene zweiseitige Leistungsdichtespektrum der Geschwindigkeit (nachfolgend Turbulenzspektrum genannt) ist im Bild 4, rechts dargestellt. Der Übersichtlichkeit halber ist das Turbulenzspektrum über jeweils 10 benachbarte Punkte gemittelt. Zusätzlich ist das mit einer Hitzdrahtsonde gemessene Spektrum zwecks Validierung der FM-DGV-Messung angegeben.

Übereinstimmend wurden sowohl mit dem FM-DGV-Messsystem als auch mit der Hitzdrahtsonde die Wirbelablösefrequenz von ca. 1090 Hz gemessen (Strouhalzahl 0,19). Während die mit der Hitzdrahtsonde gemessenen Amplituden mit zunehmender Frequenz abnehmen, konvergiert das mittels FM-DGV gemessene Spektrum ab 15 kHz gegen einen konstanten Wert. Dies resultiert aus den stochastischen Fluktuationen der Geschwindigkeitsmesswerte: der Messunsicherheit. Zur Bestätigung ist die mittels einer Simulation abgeschätzte Rauschleistungsdichte im Bild 3, rechts als horizontale Linie eingezeichnet. Sie stimmt gut mit der tatsächlichen Rauschleistungsdichte überein. Des Weiteren ist eine abfallende Gerade mit dem Anstieg (im doppelt-logarithmischen Maßstab) von  $-5/3$  eingezeichnet. Dieser Abfall tritt gemäß der Theorie von Kolmogorov bei isotroper Turbulenz in Turbulenzspektren auf. In den Messwerten befindet sich ein ähnlicher Abfall.

Durch die sehr gute Übereinstimmung der FM-DGV-Messung mit der Hitzdrahtsondenmessung konnte erstmals gezeigt werden, dass das FM-DGV-Messsystem zur Untersuchung von turbulenten Strömungen geeignet ist.

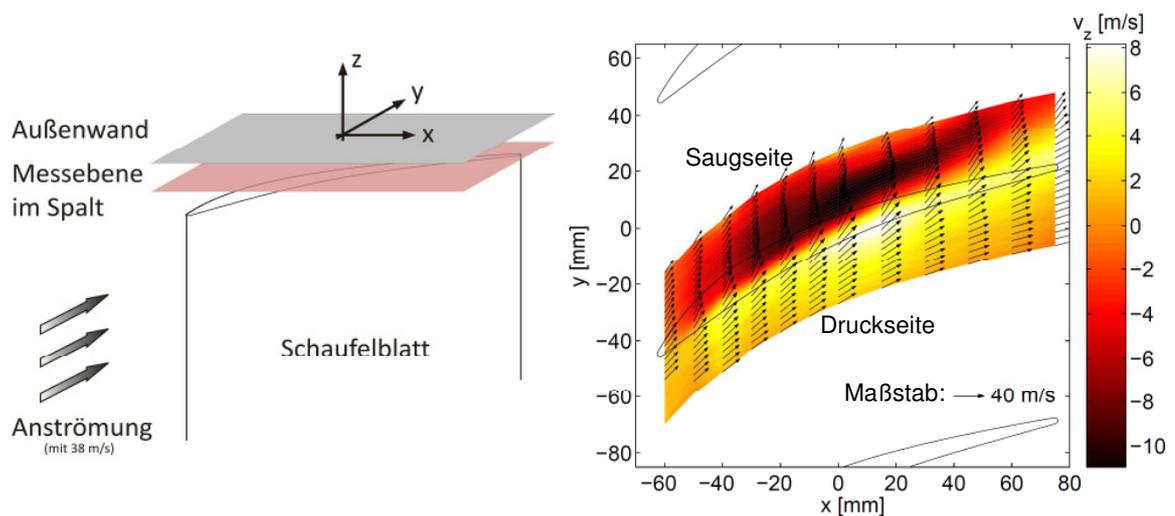


**Bild 4:** Messanordnung im Nachlauf eines Zylinders (links) und die mit FM-DGV (Kanal 13) und Hitzdrahtsonde (HWA) gemessenen Geschwindigkeitsleistungsdichtespektren (rechts)

## 4.2 Spaltströmung in einem Gitterwindkanal

Ausblickend auf zukünftige Anwendungen des FM-DGV-Messsystems in Turbomaschinen zur Steigerung deren Effizienz soll abschließend kurz die dreikomponentige flächige Messung der Spaltströmung in einem Gitterwindkanal

vorgestellt werden. Dies ist ein Modell für die Spaltströmung in einem Axialverdichter zwischen Nabe und (stehender) Schaufel bzw. Gehäuse und (rotierender) Schaufel. Die Messebene liegt mittig im 8 mm weiten Spalt zwischen Gehäuse und Schaufelspitze, wobei die Schaufeln quer angeströmt werden (s. Bild 5, links). Es wurden nacheinander drei verschiedene Lasereinfallsrichtungen genutzt, um alle drei Geschwindigkeitskomponenten zu erfassen. Die Traversierung des Messsystems erlaubte eine flächenhafte Messung. Das nach einer Koordinatentransformation erhaltene Messergebnis der über jeweils 2 s gemittelten Geschwindigkeitswerte ist im Bild 5, rechts dargestellt. Hervorzuheben ist zunächst, dass eine unerwartet gute Strömungsumlenkung auf der Druckseite gelingt. Der auf der Saugseite erwartete Spaltwirbel wird dadurch ersichtlich, dass in  $z$ -Richtung die Geschwindigkeit auf der Druckseite positiv und auf der Saugseite negativ ist. Dass am Ende der Schaufel wieder eine positive Geschwindigkeit vorliegt, ist ebenfalls dem Spaltwirbel geschuldet. Aufgrund der hohen Messrate des Messsystems konnte bereits zusätzlich auch die Standardabweichung der Geschwindigkeit und somit der Turbulenzgrad bestimmt werden [9].



**Bild 5:** Schema der Messanordnung (links) und das gemessene mittlere Geschwindigkeitsfeld aller drei Komponenten des Spaltwirbels (rechts)

## 5 Zusammenfassung

Basierend auf einer Abschätzung der minimal erreichbaren Messunsicherheit (Cramér-Rao-Schranke) wurde erstmals ein Doppler-Global-Velozimeter mit

Laserfrequenzmodulation (FM-DGV) für die Erforschung unbekannter turbulenter Strömungen ausgelegt, aufgebaut, optimiert und angewendet. Im Ergebnis bietet das FM-DGV-Messsystem eine berührungslose, simultane Geschwindigkeitsmessung an 25 Punkten mit einer geringen Messunsicherheit (min. 0,03 m/s) und einer hohen Messrate (max. 100 kHz).

Im Vergleich zu konventionellen System wurde die Messrate um bis zu vier Größenordnungen gesteigert und die Messunsicherheit um eine Größenordnung reduziert. Dieser Fortschritt wurde durch eine stärkere Fokussierung des einfallenden Laserlichts, eine Reduzierung der Messpunkteanzahl und den Einsatz von breitbandigen, rauscharmen Detektoren ermöglicht. Diese Entwurfsschritte ergaben sich als direkte Folgerung aus den theoretischen Betrachtungen zum Messprozess, welcher erstmals für sämtliche DGV-Verfahren allgemeingültig modelliert wurde. Mit den erarbeiteten Modellen konnte die Leistungsfähigkeit von DGV-Messsystemen abgeschätzt und verglichen werden. Dies ist beispielsweise nützlich, um Anwendungen zu identifizieren. Umgekehrt ist ausgehend von den Messanforderungen auch der Aufbau eines optimierten DGV-Messsystems möglich, was hier demonstriert wurde.

Die Anwendbarkeit des neuen FM-DGV-Messsystems zur Untersuchung von z.B. Geschwindigkeitsspektren wurde schließlich durch Messungen in einer von Kármán'schen Wirbelstraße belegt. Dabei konnten simultan an 25 Messorten Turbulenzspektren bis ca. 10 kHz aufgelöst werden. Das Messsystem eignet sich besonders für den Einsatz in Turbomaschinen, wofür ausblickend die Messung einer Spaltströmung in einem ebenen Gitter vorgestellt wurde. Das Messsystem soll ein besseres Verständnis der turbulenten Strömungsphänomene in Turbomaschinen liefern, um die Entwicklung neuer Turbomaschinen mit geringerem Treibstoffverbrauch zu ermöglichen.

## **Danksagung**

Prof. Jürgen Czarske und Lars Büttner möchte ich für das exzellente Arbeitsumfeld an der Professur für Mess- und Prüftechnik (TU Dresden) danken, wie auch den Herren Harald Müller und Michael Eggert von der PTB Braunschweig für ihre wertvollen Beiträge zum gemeinsamen Forschungsvorhaben. Zudem sei Prof. Konrad Vogeler, Ronald Mailach und Marcel Gottschall von der Professur

für Turbomaschinen und Strahlantriebe (TU Dresden) für die inspirierende Zusammenarbeit bei den Messungen im Gitterwindkanal gedankt. Schließlich gilt der Deutschen Forschungsgemeinschaft die Förderung des Projektes „Zeitlich hochauflösendes Doppler-Global-Velozimeter zur Turbulenzspektrenmessung“ (DFG-Projekt Cz55/22-1) mein besonderer Dank.

## Literatur

- [1] Bruun, H. H.: Hot Wire Anemometry: Principles and Signal Analysis, Oxford University Press, 1995
- [2] Czarske, J.: Laser Doppler velocimetry using powerful solid-state light sources, Meas. Sci. Tech., 17: R71-R91, 2006
- [3] Wernet, M. P.: Temporally resolved PIV for space-time correlations in both cold and hot jet flows, Meas. Sci. Tech., 18: 1387-1403, 2007
- [4] Komine, H.: System for measuring velocity field of fluid flow utilizing a laser-Doppler spectral image converter, US Patent 4 919 536, 1990
- [5] Müller, H., Lehmacher, T., Grosche, G.: Profile sensor based on Doppler Global Velocimetry, 8th International Conference on Laser Anemometry - Advances and Applications, Rom, 475-482, 1999
- [6] Fischer, A.: Beiträge zur Doppler-Global-Velozimetrie mit Laserfrequenzmodulation – Präzise Messung von Geschwindigkeitsfeldern in turbulenten Strömungen mit hoher Zeitauflösung –, Shaker Verlag, Aachen, 2009
- [7] Fischer, A., Büttner, L., Czarske, J., Eggert, M., Müller, H.: Measurement uncertainty and temporal resolution of Doppler global velocimetry using laser frequency modulation, Applied Optics, 47(21):3941-3953, 2008
- [8] Fischer, A., Büttner, L., Czarske, J., Eggert, M., Grosche, G., Müller, H.: Investigation of time-resolved single detector Doppler global velocimetry using sinusoidal laser frequency modulation, Measurement Science and Technology, 18:2529-2545, 2007
- [9] Fischer, A., Büttner, L., Czarske, J., Gottschall, M., Mailach, R., Vogeler, K.: Doppler global velocimetry with laser frequency modulation for the analysis of complex turbulent flows, 15th International Symposium on Applications of Laser Techniques to Fluid Mechanics, Lissabon, 5.-8. Juli 2010, Nummer 1.8.2 (13 S.)
- [10] Fischer, A., Büttner, L., Czarske, J., Eggert, M., Müller, H.: Measurements of velocity spectra using time-resolving Doppler global velocimetry with laser frequency modulation and a detector array, Exp. in Fluids, 47:599-611, 2009

# Fertigungsmesstechnik und Testsysteme

# **Einfluss elektromagnetischer Kopplungen von Messaufnahmen auf die Vermessung von Hochfrequenz-Filtern**

Robert Draheim, Jürgen Kiwitt\*, Maximilian Pitschi\* und Gerd Scholl

Professur für Elektrische Messtechnik  
Helmut-Schmidt-Universität, Universität der Bundeswehr Hamburg  
Tel. 040 – 6541 2917, E-Mail: [draheim@hsu-hh.de](mailto:draheim@hsu-hh.de)

\*TDK-EPC Corporation, München

## **Kurzfassung**

In der Mobilkommunikation steigt die Komplexität der Hochfrequenz (HF)-Frontendarchitekturen aufgrund des stetig wachsenden Bedarfs an Multimode/Multibandsystemen. Im gleichen Maß werden die Anforderungen an die elektrischen Eigenschaften der Frontend-Filter kontinuierlich erhöht. Hierbei werden neben der Miniaturisierung geringe Einfügedämpfungen, steile Filterflanken, eine hohe Sperrbereichsdämpfung sowie eine hohe Isolation der Signalpfade bei kombinierten Rx/Tx-Filtern (Duplex-Filtern) gefordert. Das geforderte Rx/Tx-Isolationsniveau von Duplex-Filtern in heutigen Mobilfunktelefonen liegt beispielsweise bei ca. 60 dB. Hierfür werden typischerweise Frontend-Filter basierend auf SAW (Surface-Acoustic-Wave)- und BAW (Bulk-Acoustic-Wave)-Technologien eingesetzt. Für die industrielle Fertigung von HF-Bauelementen ist die präzise messtechnische Charakterisierung während der einzelnen Prozessschritte unverzichtbar. Hierfür sind geeignete HF-Messaufnahmen zu entwerfen, wobei die elektromagnetische Wechselwirkung der Messfassung mit den zu charakterisierenden HF-Bauelementen exakt analysiert und anschließend auf ein Minimum reduziert werden muss.

Die aus der Analyse der elektromagnetischen Kopplungen hervorgegangenen Resultate führten zu HF-Messaufnahmen, welche die Charakterisierung von gehäuseten Frontend-Filtern unter Einhaltung der mechanischen und insbesondere elektromagnetischen Randbedingungen ermöglichen.

# 1 Einleitung

Mobilfunktelefone der neuesten Generationen verfügen über Multi-mode/Multiband-Frontendarchitekturen. Aktuelle Dualmode-Mobilfunktelefone unterstützen beispielsweise vier GSM- und drei WCDMA-Bänder [1]. Ein Beispiel einer solchen Frontendstruktur ist in Bild 1 dargestellt. Dies bedeutet für die HF-Frontends, dass sie zwei Standardmodi und sieben Frequenzbänder abdecken müssen. Die in der Komplexität steigenden Frontendarchitekturen stellen immer höhere Anforderungen an die Filterbauelemente. Die Herausforderungen sind neben der hohen Selektivität der Filter, der stetig geringer werdende Platz innerhalb des Frontends bei steigenden Performance-Anforderungen.

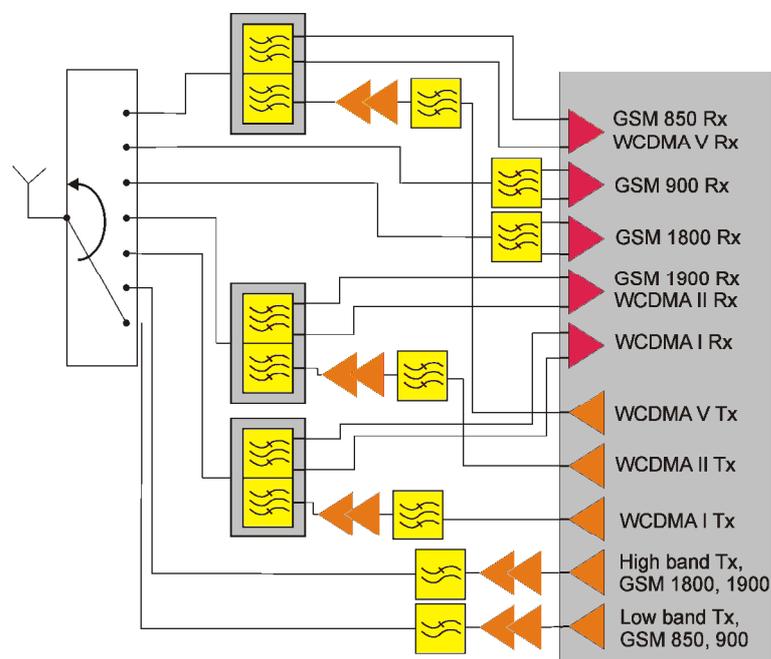


Bild 1: Beispiel einer Struktur eines Quad-Band GSM und Triple-Band WCDMA Frontends [1]. In diesem Beispiel werden drei Duplex-Filter und drei Tx-Filter für die WCDMA-Bänder und zwei Rx- und zwei Tiefpassfilter für die vier GSM-Bänder benötigt.

Im GSM-Standard werden die digital codierten Daten mittels F/TDMA übermittelt, wobei mittels eines Schalters zwischen Sendepfad und Empfangspfad umgeschaltet werden kann. HF-Filter werden hierbei hauptsächlich im Rx-Pfad verwendet [2]. Im Tx-Pfad befinden sich in dem hier gezeigten Beispiel (Bild 1) LC-Tiefpassfilter. Bei Spread-Spectrum Systemen wie z.B. UMTS-Systemen, werden die Signalfade für Senden und Empfangen nicht zeitlich, sondern über unterschiedliche Frequenzbänder getrennt. Um das Sendesignal und Empfangssignal

spektral zu trennen und um das „Übersprechen“ zwischen Sende- und Empfangspfad zu minimieren, werden Duplex-Filter eingesetzt. Es ist somit notwendig, dass die Rx- und Tx-Filter eines Duplex-Filters im jeweiligen Gegenband eine hohe Sperrbereichsdämpfung aufweisen und des Weiteren eine hohe Isolation zueinander besitzen.

Die folgenden Abschnitte behandeln die messtechnische Charakterisierung von HF-Einzel- und Duplex-Filtern, welche die hohen Anforderungen der modernen Mobilfunkkommunikation erfüllen. In Abschnitt 2 wird auf die allgemeine Funktionsweise von Frontendfiltern eingegangen. Im darauf folgenden Abschnitt werden die Einflüsse elektromagnetischer Kopplungen von Messaufnahmen auf die zu charakterisierenden Bauelemente dargestellt. Abschnitt 4 behandelt Lösungsansätze zur Analyse und zum Entwurf von HF-Messaufnahmen. Im letzten Kapitel werden die erzielten Ergebnisse dargestellt und die Kernpunkte des Artikels kurz zusammengefasst.

## 2 Hochfrequenzfilter mit hohen Isolationen

In diesem Abschnitt wird allgemein auf Hochfrequenzfilter mit hoher Sperrbereichsdämpfung und hohen Isolationen für mobile Telekommunikationsapplikationen eingegangen. In Bild 2 ist eine einfache Struktur eines HF-Filters dargestellt.

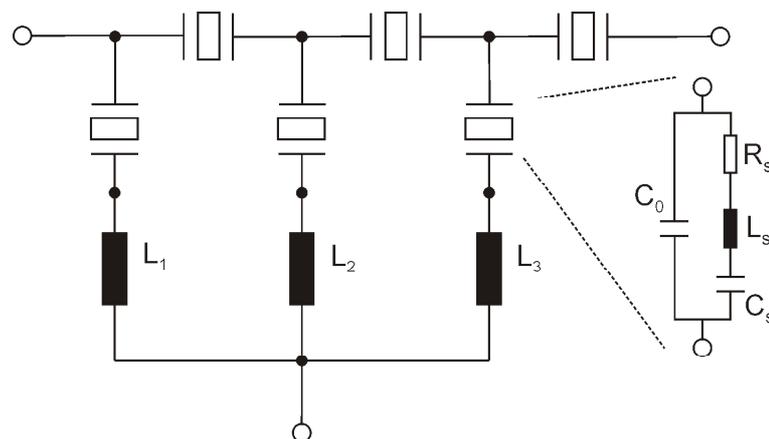


Bild 2: Typische Struktur eines aus SAW-Resonatoren aufgebauten Filters mit dem erweiterten Butterworth-Van-Dyke Ersatzschaltbild eines SAW-Resonators [4].

Eine solche Filterstruktur kann aus Resonatoren verschiedenster Technologien aufgebaut sein. Im Folgenden soll auf Filter basierend auf SAW-Resonatoren

eingegangen werden, welche in einer derartigen Kettenstruktur zusammenschaltet sind [4]. Das statische und dynamische Verhalten eines SAW-Resonators kann mit einem Ersatzschaltbild aus einem Serienschwingkreis mit paralleler Kapazität (Bild 2) beschrieben werden (modifiziertes Butterworth-Van-Dyke Ersatzschaltbild [3]). HF-Filter für Mobilfunkapplikationen benötigen Übertragungsfunktionen, die im Durchlassbereich eine geringe Dämpfung, extrem steile Flanken im Übergangsbereich und eine hohe Dämpfung im Sperrbereich aufweisen. Diese gewünschten Selektionseigenschaften der Filterübertragungsfunktion werden durch das Zusammenschalten von Resonatoren mit leicht unterschiedlichen Resonanzfrequenzen generiert. Zusätzlich kann die Filterübertragungsfunktion durch das Einfügen von Induktivitäten (die Induktivitäten erzeugen zusätzliche Pole und Nullstellen in der Filterübertragungsfunktion) in die Filterstruktur an die vorgegebenen Spezifikationen angepasst werden [5]. Durch die Serienschaltung von geeigneten Induktivitäten (Bild 2), wird beispielsweise die Sperrbereichsdämpfung in der Nähe des Durchlassbereichs erhöht. Diese Induktivitäten werden heute häufig in das Gehäuse des Filterbauelements integriert und sind somit ein integraler Bestandteil des HF-Filters. Duplex-Filter bestehen aus einem Rx- und einem Tx-Filter, deren Durchlassbänder spektral dicht nebeneinander liegen. Neben der beschriebenen Sperrbereichsunterdrückung ist hier die Isolation zwischen Rx- und Tx-Pfad von großer Bedeutung, da sie das gleichzeitige Senden und Empfangen ohne gegenseitiges Übersprechen ermöglicht.

### **3 Einfluss elektromagnetischer Kopplungen von Messaufnahmen**

Mit den in Abschnitt 2 beschriebenen HF-Filterstrukturen lassen sich Frontend-Filter mit hervorragenden Sperrbereichsdämpfungen und im Falle von Duplex-Filtern extrem hohen Rx-Tx-Isolationen realisieren. Die hohe Dynamik zwischen geringen Dämpfungen in den Durchlassbereichen und hohen Dämpfungen in den Sperrbereichen bzw. einer hohen Isolation stellen für die messtechnische Charakterisierung eine große Herausforderung dar.

### 3.1 Elektromagnetische Kopplungsmechanismen

Im Folgenden wird der Einfluss einer Messaufnahme auf ein Rx-Frontend-Filter dargestellt. In Bild 3 sind die für die Vermessung von Filterbauelementen relevanten Kopplungsmechanismen dargestellt. Neben der induktiven und kapazitiven Kopplung ist insbesondere die galvanische Kopplung von großer Bedeutung. Die Strahlungskopplung wird für die weiteren Betrachtungen vernachlässigt. Auf den Mechanismus der galvanischen Kopplung und dessen Einfluss auf die messtechnische Charakterisierung von HF-Filtern wird hierbei genauer eingegangen.

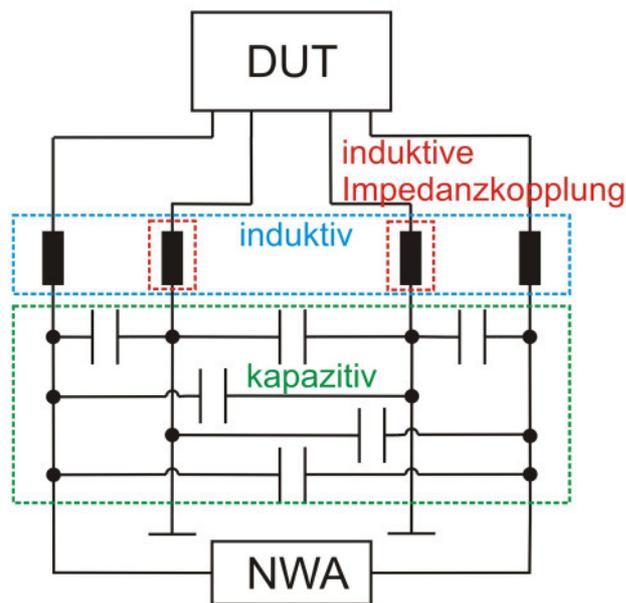


Bild 3: Vereinfachtes Ersatzschaltbild der elektromagnetischen Kopplungen einer Messaufnahme.

Galvanische Kopplung bedeutet, dass zwei Signalpfade über eine gemeinsame Impedanz verkoppelt werden. In den hier untersuchten Fällen beeinflusst neben den ohmschen Kopplungen insbesondere die Kopplung über eine Induktivität im Massepfad einer nicht idealen Messaufnahme die Messungen. Über diese Impedanz erzeugen die galvanisch gekoppelten Signalpfade einen Spannungsabfall im jeweils anderen Signalpfad. Dieses Verhalten ist bei Messaufnahmen mit Massepfaden mit parasitären Induktivitätsbelägen bei den hier beschriebenen Sperrbereichs- und Isolationsniveaus deutlich festzustellen. Diese galvanische Kopplung kann die Genauigkeit der Charakterisierung der Isolation zwischen den Signalpfaden drastisch reduzieren. In Bild 4 ist die SAW-

Filterstruktur aus Bild 2 mit den parasitären Elementen einer Messaufnahme, welche elektromagnetische Kopplungen verursachen, dargestellt. Bei den hier behandelten Messaufnahmen handelt es sich um planare Federstrukturen. Die Kontaktierung der Filterbauelemente erfolgt über Strukturen die aus Kombinationen von GS (Ground-Signal)- oder GSG (Ground-Signal-Ground)-Federn bestehen [7]. Der dominante Einfluss auf die beschriebenen Filter ist ein parasitärer Induktivitätsbelag (Bild 4:  $L_{\text{par}}$ ) der Massefedern. Die parasitären Induktivitäten ( $L_{\text{par}}$ ) der Messaufnahmen modifizieren die Übertragungsfunktion des HF-Filters und der eigentliche Verlauf der Übertragungsfunktion des Filters, wie sie beispielsweise bei einem eingelöteten Filter gemessen werden kann, kann somit nicht ausreichend genau bestimmt werden. Wie in Bild 3 dargestellt können diese parasitären Induktivitäten zu galvanischem Übersprechen bei gemeinsamen Massepfaden führen und somit die exakte Charakterisierung der Sperrbereichsdämpfung unmöglich machen.

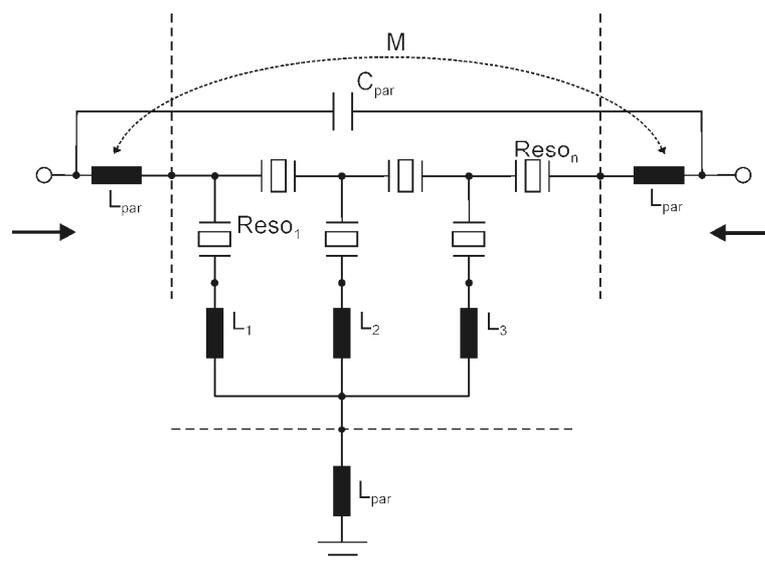


Bild 4: SAW-Filter (Kettennetzwerk-Struktur) bestehend aus einzelnen SAW-Resonatoren ( $\text{Reso}_1$  bis  $\text{Reso}_n$ ) und internen Spulen ( $L_1$  bis  $L_3$ ) sowie parasitären Einflüssen der Messaufnahme ( $L_{\text{par}}$ ,  $M$  (Gegeninduktivität) und  $C_{\text{par}}$ ).

Bei Duplex-Filterbauteilen, bei denen eine hohe Isolation zwischen Rx- und Tx-Pfad benötigt wird, wirkt sich aufgrund des extrem niedrigen absoluten Sperrniveaus das kapazitive Übersprechen der Messaufnahme zusätzlich negativ auf die Filterübertragungsfunktion aus. Bei Einzelfiltern kann das kapazitive Übersprechen zwischen Filterein- und Filterausgang das Übertragungsverhalten an den Kanten des Durchlassbereichs beeinflussen.

## **3.2 Elektrisch-neutrale Strukturen**

Die Auslegung einer Messaufnahme sollte nach Möglichkeit weitestgehend elektrisch-neutral sein. Elektrisch-neutral bedeutet hierbei, dass die Messaufnahme die charakteristische Filterübertragungsfunktion sowie die Filteranpassung während des Messens nichts beeinflusst [6]. Als Referenz für die Messungen werden in der Regel Musterplatinenmessungen herangezogen. Die Performance des Bauteils im aufgelöteten Zustand auf der Musterplatine entspricht hierbei in idealer Weise dem Verhalten des Bauteils innerhalb eines HF-Frontends. Die Messung mit einer Messaufnahme darf demnach nicht deutlich von dieser Platinenmessung abweichen. Die hier vorgestellten Messaufnahmen werden auf der Basis von Standard-Leiterplattentechnologie hergestellt. Die für die Herstellung der Kontaktstrukturen verwendeten Bleche sorgen aufgrund ihrer Dicken für die benötigte mechanische Robustheit. Die Struktur der Federn muss derart gewählt werden, dass sich die Messaufnahme elektrisch-neutral verhält.

# **4 Reduzierung der elektromagnetischen Kopplungen**

## **4.1 Modellierung und Analyse der Messaufnahmen**

Die Analyse der Empfindlichkeit des Bauelements bezüglich elektromagnetischer Kopplungen ist von großer Bedeutung. Damit der Einfluss der Messaufnahme bestimmt werden kann, werden Geometriemodelle von Messaufnahmen erstellt und mit Standardfeldsimulationswerkzeugen simuliert. Mittels der Simulationen der Messaufnahmen kann die Wechselwirkung mit dem zu charakterisierenden Bauelement analysiert, die Empfindlichkeit des Bauelements bzgl. einer Kopplungsart charakterisiert und abschließend die dominanten Kopplungsmechanismen einer Messaufnahme bestimmt werden. Hierfür werden die Simulationsmodelle der HF-Bauelemente mit zusätzlichen diskreten parasitären Impedanzen erweitert. Somit können die Effekte der Messaufnahmen auf die HF-Filter mittels diskreter Bauelemente modelliert werden.

## 4.2 Messaufnahme für 1 GHz Rx-Filter

Schon kleine parasitäre Induktivitäten in den Massepfaden einer Messaufnahme haben einen starken Einfluss auf das gewünschte elektrisch-neutrale Verhalten der Messaufnahme. Die Charakterisierung der Filtereigenschaften eines Filterbauteils wird durch diese nicht idealen Eigenschaften der Messaufnahme deutlich verschlechtert. Die weiteren Kopplungen haben in den meisten Fällen einen geringeren Einfluss. In Bild 5 ist der Einfluss auf ein zu untersuchendes Rx-Filterbauelement dargestellt. In die Massepfade des Bauelementes wurden mittels eines Schaltungssimulators parasitäre Induktivitäten eingefügt, um deren Einfluss zu analysieren und die Einflüsse der Messaufnahme zu modellieren. Es ist deutlich zu erkennen, wie in Abhängigkeit vom Induktivitätswert die Sperrbereichsdämpfung abgesenkt wird (Bild 5a). Die Geometrie der Messaufnahme wird aufgrund dieser Abhängigkeit derart ausgelegt, dass die Induktivitätsbeläge der Massekontakte auf ein Minimum reduziert werden. Um die parasitären Induktivitäten und damit die galvanische Kopplung zu reduzieren, muss der Induktivitätsbelag der Massefeder reduziert werden. Hierbei ist die notwendige Anpassung der Federgeometrie durch die Fertigungstechnologie begrenzt. Die minimalen Abstände zwischen Signal und Massekontakten der Messaufnahme werden durch die geforderten Ätzabstände festgelegt. Sind die geforderten Abstände unterhalb der Materialdicke, ist die Fertigung mittels Ätzverfahren nicht mehr möglich. Bild 5b zeigt die Übertragungsfunktion eines simulierten Rx-Filters, verschaltet mit einer simulierten Messaufnahme mit geringem Übersprechverhalten. Zum Vergleich ist in Bild 5b ebenfalls die Übertragungsfunktion eines simulierten Rx-Filters mit einer simulierten elektrisch-neutralen Musterplatine verschaltet. Die Abweichungen zwischen Musterplatine und Messaufnahme sind im Bereich des Durchlassbereichs nur sehr gering.

Anhand der Modellierung der Messaufnahmen und der Musterplatine mit diskreten Bauelementen können die Größenordnungen der parasitären Induktivitäten in den Massepfaden bestimmt werden. Der Unterschied der Induktivitätswerte der Musterplatine und der Messaufnahmen liegt typisch im Subnanohenry-Bereich. In der Darstellung in Bild 5c ist deutlich der Einfluss der größeren parasitären Induktivität auf den Verlauf der Übertragungsfunktion zu erkennen.

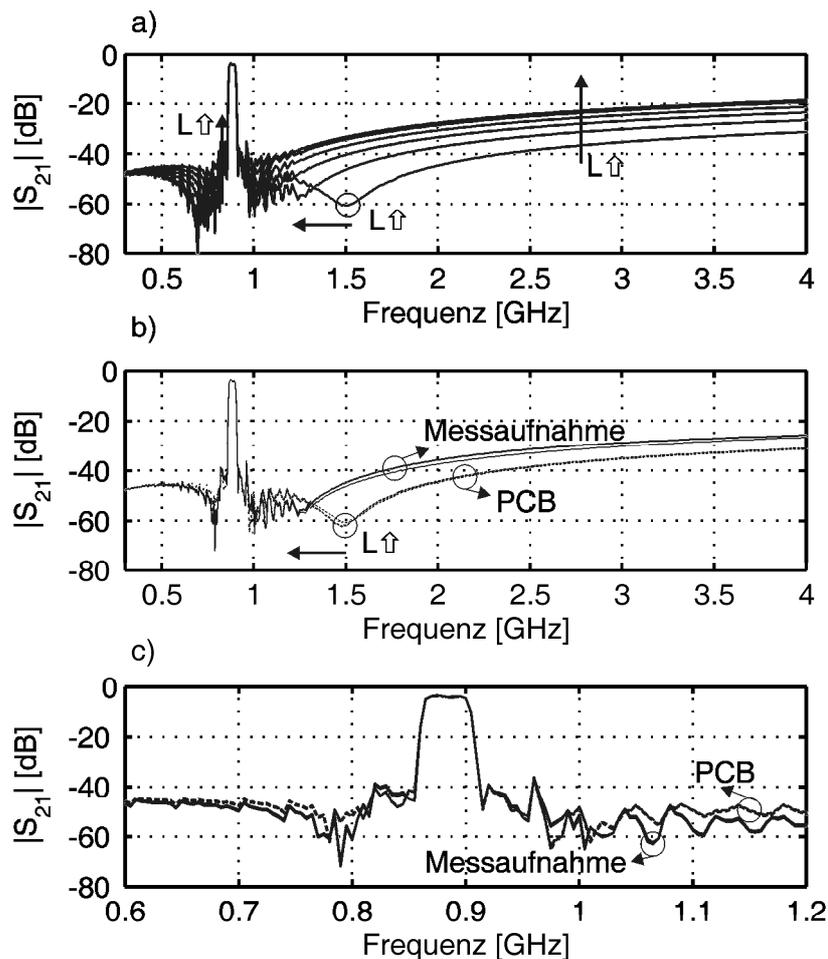


Bild 5: a) Einfluss der Massepfadinduktivitäten auf die Übertragungsfunktion eines Rx-Filters. Mit zunehmenden Werten verschiebt sich die Übertragungsfunktion entlang der Pfeile. b,c) Vergleich zwischen simuliertem Filter mit Messaufnahme und simuliertem Filter mit Musterplatine (PCB, gestrichelt) sowie Filter mit modellierter Messaufnahme und Musterplatine (gestrichelt).

### 4.3 Messaufnahmen für 1 GHz Duplex-Filter

Bei der Analyse der Wechselwirkung von Messaufnahme und Bauelement konnte bei einem weiteren Bauteil (1 GHz Duplex-Filter) wiederum eine hohe Empfindlichkeit gegenüber galvanischer Kopplung der Massepfade sowie insbesondere gegenüber kapazitiver Kopplungen der Signalfade festgestellt werden. Die kapazitive Kopplung beeinflusste hierbei nachhaltig die Isolation zwischen Rx- und Tx-Pfad. Die Isolation solcher Duplex-Filter befindet sich auf

einem Niveau zwischen -40 dB und -60 dB. Die Reduzierung der kapazitiven Kopplung durch schmalere Signalkontakte ist bei den hier verwendeten Fertigungstechnologien stark begrenzt, da die Stabilität der Federn durch eine zu starke Reduzierung der Leiterbreite zu gering wird. Damit die Isolation des Duplex-Filters trotzdem mit ausreichender Genauigkeit charakterisiert werden kann, wurden neue Messaufnahmestrukturen mit induktivitätsarmen Masseanbindungen und zusätzlichen Schirmungsfedern zur Reduzierung der kapazitiven Kopplung entwickelt. Die Rx- und Tx-Signalfedern erhalten zusätzliche Massefedern, die das elektrische Feld abschirmen. In Bild 6 ist der Einfluss einer Schirmungsfeder auf das elektrische Feld und damit auf das kapazitive Koppeln zwischen zwei sich gegenüberliegenden Signalfedern dargestellt. Es ist deutlich erkennbar, wie das elektrische Feld durch die zusätzliche Feder unterhalb des Messobjektes abgeschirmt wird. Die Wirkungsweise dieser Schirmungsfeder ist besonders hoch, wenn die Schirmungsfedern zusätzlich einen oder mehrere Massekontakte des Bauteils kontaktieren.

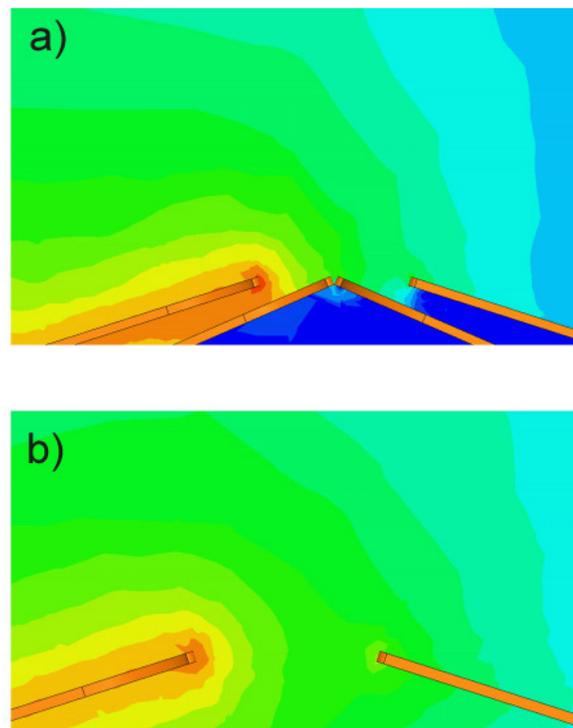


Bild 6: a) Messaufnahme mit zusätzlicher Massefeder zur Schirmung und verbesserter Masseanbindung. b) Messaufnahme ohne zusätzliche Massefeder.

## 5 Ergebnisse und Zusammenfassung

Die Ergebnisse der Analyse führten zu der in Bild 7 gezeigten prinzipiellen Struktur der Kontakte einer Messaufnahme. Die Messaufnahme besteht aus zweilagigen Kontaktstrukturen, welche es ermöglichen die Signalpfade sowie die Rx/Tx-Isolation eines Duplex-Filters vergleichbar exakt wie mit einer Musterplatine und somit nahezu elektrisch-neutral zu charakterisieren.

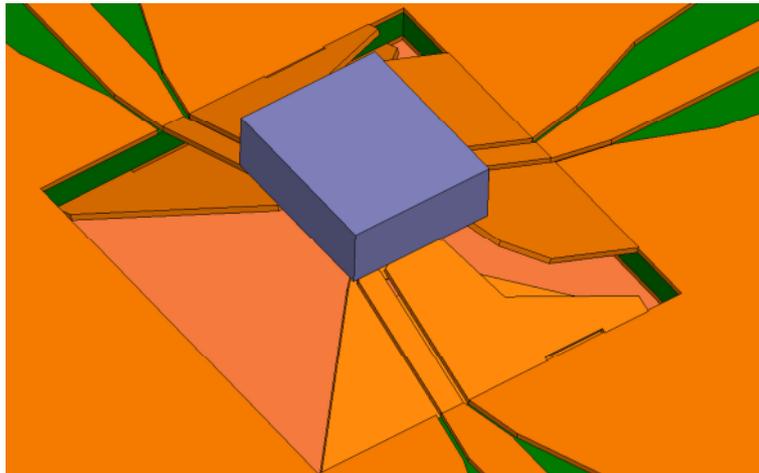


Bild 7: Prinzipielle Struktur der Kontakte einer Messaufnahme zur Vermessung von Duplex-Filtern mit hohen Isolationen.

In Bild 8 ist das Messergebnis eines Duplex-Filters mit einer Messaufnahme im Vergleich mit einer Platinenmessung, die als Referenz herangezogen wurde, dargestellt. Die Messung wurde mit einem 4-Tor-Netzwerkanalysator durchgeführt. Der Netzwerkanalysator wurde bis an die Enden der Koaxialkabel kalibriert. Die Messaufnahme wurde nicht kalibriert und ihr Einfluss auch nicht nachträglich aus den Ergebnissen herausgerechnet. Dies soll einen Vergleich der Messaufnahme mit einer elektrisch-neutralen Platine ermöglichen. Der Frequenzbereich für die Messungen ist breitbandig gewählt und liegt zwischen 300 MHz und 6 GHz. In Bild 8 ist jedoch nur der relevante Teil des Frequenzbereiches dargestellt. Anhand von Bild 8 ist deutlich zu erkennen, dass Messergebnisse mit den entworfenen Messaufnahmen erzielt wurden, welche vergleichbar mit Musterplatinenmessungen sind. Insbesondere das Ziel der exakten messtechnischen Charakterisierung der Rx/Tx-Isolation ist mit der vorgestellten

Messaufnahme erreicht worden. Auch der Vergleich der gemessenen Isolation mit der Referenzmessung auf einer Musterplatine ist in Bild 8 dargestellt.

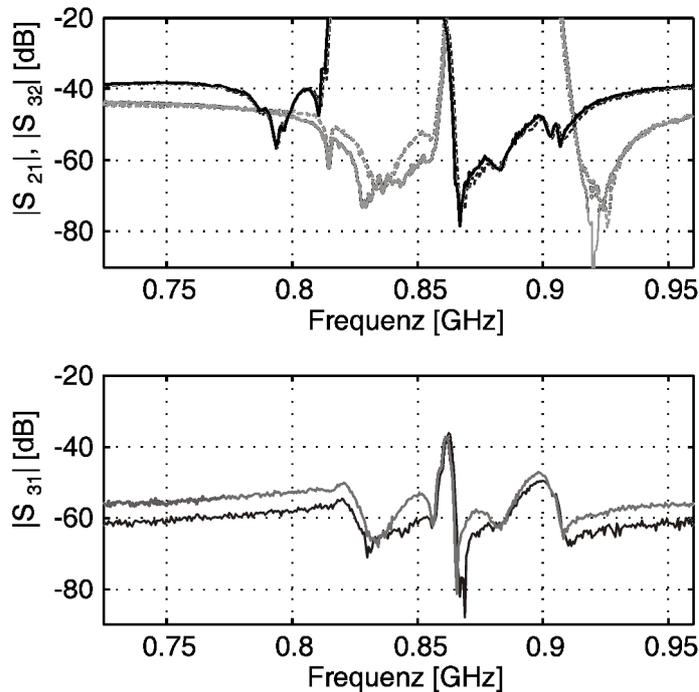


Bild 8: Vergleich des mit Platine und Messaufnahme gemessenen Rx- und Tx-Durchlassbereichs sowie die Rx-Tx-Isolation eines Duplexers. Platinenmessung Rx- und Tx-Durchlassbereich (oberes Bild: schwarz, grau), Rx-Tx-Isolation (unteres Bild: schwarz). Messaufnahme Rx- und Tx-Durchlassbereich (oberes Bild: schwarz und grau gestrichelt), Rx-Tx-Isolation (unteres Bild: grau).

Die aus der exakten Analyse der elektromagnetischen Kopplungen hervorgegangenen Resultate führten zu HF-Messaufnahmen, mit denen es möglich ist, die hohe Sperrbereichsdämpfung und Isolation von gehäusten Frontend-Filtern zu charakterisieren. Die Randbedingungen hierfür waren die elektrisch neutrale Auslegung und die mechanische Robustheit der Messaufnahmen.

## 6 Literatur

- [1] Bauernschmitt, Ulrich; Block, Christian; Hagn, Peter; Kovacs, Günter; Przadka, Andreas; Ruppel, Clemens C.W.: Concepts For RF Front-Ends For Multi-Mode, Multi-Band Cellular Phones, Proceedings of the 10th European Conference on Wireless Technology, 2007.
- [2] Aigner, Robert: Filter Technologies For Converged RF-Frontend Architectures: Saw, Baw And Beyond, 10th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2010.
- [3] HASHIMOTO, K.: Surface Acoustic Wave Devices in Telecommunications. Springer, 2000.
- [4] IKATA, O.; MIYASHITA, T.; MATSUDA, T.; NISHIHARA, T.; SATOH, Y.: Development of low-loss band-pass filters using SAW resonators for portable telephones. In: Proc.Ultrasonics Symposium IEEE 1992, 1992, S. 111–115 vol.1
- [5] ONZUKA, T.; YOSHIMOTO, S.; YAMAMOTO, Y.: SAW duplexers without  $\lambda/4$  phase shifter for PDC cellular phone systems. In: Proc. IEEE Symposium on Ultrasonics Bd. 2, 2003, S. 2101–2104 Vol.2
- [6] Bilzer, H.; Pitschi, F. M.; Kiwitt, J. E.; Wagner, K. Ch.; Menzel, W.: Optimized Test PCBs for SAW/FBAR RF Filters, Ultrasonics Symposium 2004, Proceedings IEEE 2004.
- [7] Wartenberg, S. A.: Selected Topics in RF Coplanar-Probing, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, No 4, April 2003.

# Volumetrische Kalibrierung von 5-Achs Werkzeugmaschinen mit Tracking-Interferometern

Robert Schmitt<sup>1</sup>; Philipp Jatzkowski<sup>1</sup>; Heinrich Schwenke<sup>2</sup>; Christina Warmann<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Lehrstuhl für Fertigungsmesstechnik und Qualitätsmanagement  
am Werkzeugmaschinenlabor WZL der RWTH Aachen, Prof. Dr.-Ing. R. Schmitt  
Tel.: +49 241 80-27414, E-mail: p.jatzkowski@wzl.rwth-aachen.de

<sup>2</sup> Etalon AG, Braunschweig

## Kurzfassung

Die Werkzeugmaschine bildet das Rückgrad der industriellen Produktion. Ihre Flexibilität ermöglicht die wirtschaftliche Fertigung komplexer Geometrien mit hoher Präzision. Mit einem Tracking-Interferometer, einem selbstnachfolgenden Laserinterferometer, können Werkzeugmaschinen schnell, einfach und präzise kalibriert werden. Im Rahmen des Forschungsprojekts PK-Mult (Parametrische Kalibrierung von Werkzeugmaschinen mit bis zu 5 Achsen), das vom Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) gefördert wurde, haben die Firma Etalon und das Werkzeugmaschinenlabor WZL der RWTH Aachen die Kalibrierung mittels Tracking-Interferometern durch ein Verfahren zur kontinuierlichen Messung bei bewegter Maschine beschleunigt und gleichzeitig um die Möglichkeit zur Kalibrierung von bis zu zwei zusätzlichen Drehachsen erweitert. In der vorliegenden Veröffentlichung werden die Ergebnisse des Forschungsvorhabens zusammengefasst.

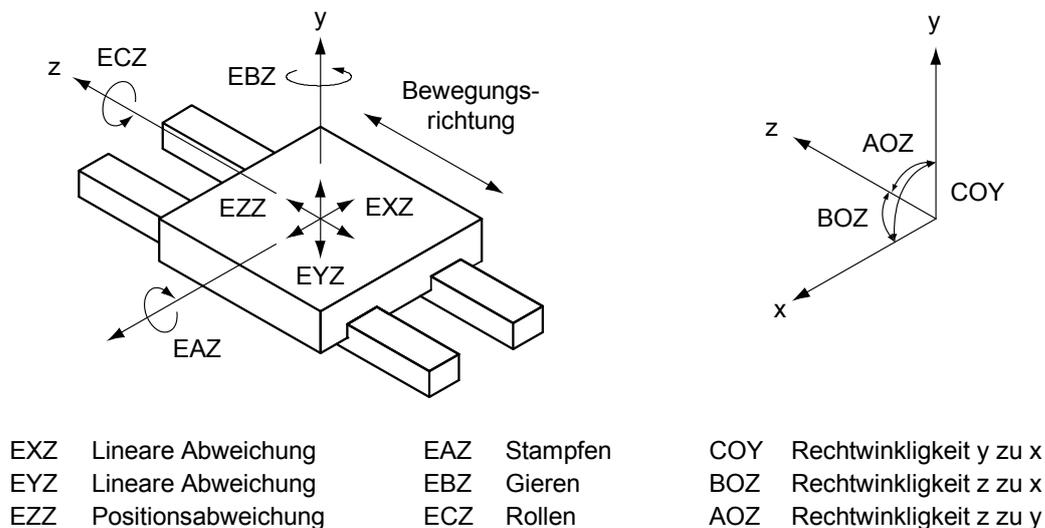
## 1 Einleitung

Die Positionierung eines Werkzeugs durch eine Werkzeugmaschine unterliegt aufgrund von Geometriefehlern der Führungen, Umkehrspiel etc. zufälligen und systematischen Abweichungen von der idealen Position. Diese Positionsunsicherheit wirkt sich unmittelbar auf die gefertigte Bauteilgeometrie aus. Es gibt daher verschiedene Verfahren, um diese Positionsabweichung zu messen und mechanisch oder numerisch über die Steuerung zu reduzieren. Diese Verfahren waren bislang in der Regel auf die Kompensation einzelner Abweichungen wie

der Positionsabweichung oder den Durchhang einer Achse beschränkt. Seit einigen Jahren stehen neue Messverfahren zur Verfügung, die es ermöglichen, einen erweiterten Ansatz aus der Koordinatenmesstechnik mit geringem Aufwand auf die Kalibrierung von Werkzeugmaschinen zu übertragen – die volumetrische Kalibrierung. Die volumetrische Kalibrierung erlaubt im Gegensatz zu konventionellen Verfahren eine vollständige Beschreibung sämtlicher geometrischen Abweichungen im gesamten Arbeitsvolumen der Werkzeugmaschine.

## 2 Geometriefehler von Werkzeugmaschinen

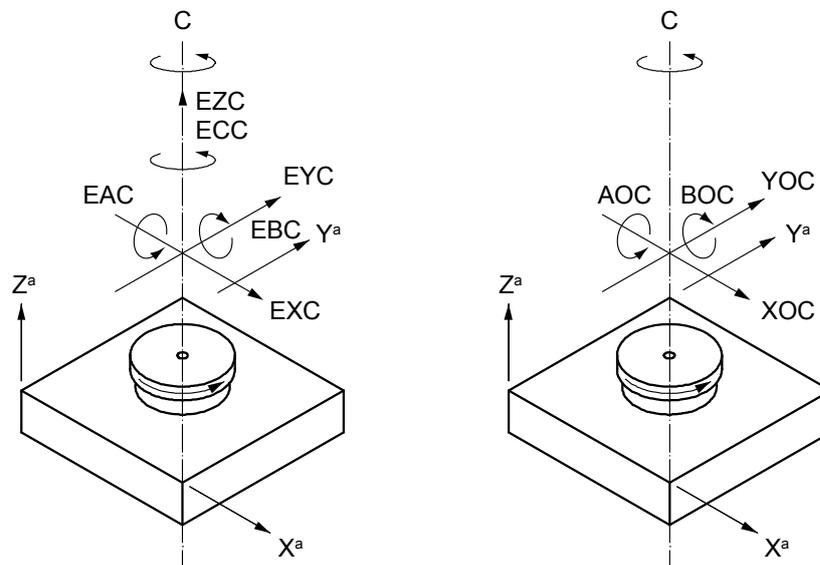
Die Geometriefehler können gemäß dem ISO-Standard 230 durch ein vereinfachtes Modell der Maschinenkinematik beschrieben werden. Demnach besitzt jede Achse sechs Freiheitsgrade, drei translatorische und drei rotatorische. Zusätzlich relevant ist die Rechtwinkligkeit der Achsen zueinander, so dass eine Werkzeugmaschine mit drei Linearachsen durch 21 Fehlerparameter vollständig beschrieben werden kann (Bild 1).



**Bild 1:** Geometriefehler einer Linearachse [1]

Viele moderne Werkzeugmaschinen verfügen neben den Linearachsen über zusätzliche Rotationsachsen. Für diese gilt analog, dass eine Rotationsachse durch 6 Freiheitsgrade beschrieben werden kann (Bild 2). Zusätzlich sind bei Rotationsachsen die Rechtwinkligkeit gegenüber den Linearachsen sowie die Position der Achse im Werkzeugmaschinen-Koordinatensystem von Interesse. Pro Rotationsachse muss daher das Fehlermodell der Werkzeugmaschine um zusätzliche

10 Parameter ergänzt werden, so dass eine moderne 5-Achs-Werkzeugmaschine durch 41 Fehlerparameter vollständig beschrieben werden kann.



EXC	Radialbewegung in x-Richtung	XOC	x-Position der c-Achse
EYC	Radialbewegung in y-Richtung	YOC	y-Position der c-Achse
EZC	Axialbewegung	AOC	Rechtwinkligkeit der c-Achse zur y-Achse
EAC	Taumeln um die x-Achse	BOC	Rechtwinkligkeit der c-Achse zur x-Achse
EBC	Taumeln um die y-Achse		
ECC	Positionsfehler	a	Referenzachse

**Bild 2:** Geometriefehler einer Rotationsachse [2]

### 3 Kalibrierung von Werkzeugmaschinen

Die Kalibrierung bezeichnet nach dem Internationalen Wörterbuch der Metrologie (VIM: Vocabulaire international de métrologie) das Messen einer Abweichung zwischen Soll- und Ist-Zustand [3]. Bei der Kalibrierung von Werkzeugmaschinen und Koordinatenmessgeräten wird unterschieden zwischen der Abnahme, die in der Regel eine einfache Messung darstellt, deren Ziel die Überprüfung der Einhaltung von Spezifikationen des Herstellers ist, sowie der volumetrischen Kalibrierung, deren Ziel die vollständige Beschreibung aller geometrischen Fehlerparameter ist, die für eine Kompensation der Geometriefehler genutzt werden können.

Für die Kalibrierung steht eine Vielzahl von Messsystemen zur Verfügung, die in direkte und indirekte Verfahren unterteilt werden [4]. Mit direkt messenden

Systemen werden einzelne Fehlerparameter während der Bewegung der Maschine entlang einer Achse gemessen. Bei indirekt messenden Verfahren wird der resultierende Fehlervektor der überlagerten Positions-, Geradheits-, Rechtwinkligkeits- und der rotatorischen Abweichungen in mehreren Ebenen im Maschinenvolumen gemessen. Um von dem Fehlervektor auf die Fehlerparameter schließen zu können ist ein mathematisches Modell der Maschinenkinematik erforderlich, mit dessen Hilfe die Fehler separiert werden können. Die indirekte Messung eignet sich besonders für die volumetrische Kalibrierung von Werkzeugmaschinen, da die vollständigen Fehlerparameter mit den verfügbaren Messsystemen in der Regel schneller aufgenommen werden können als mit direkt messenden Systemen.

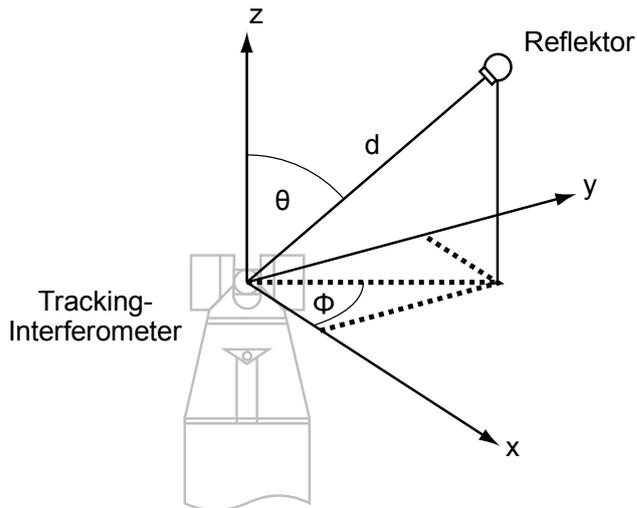
Als Messsysteme können Geometrienormale wie Stufenendmaße, Lineale oder Kugelstäbe bzw. Kugelplatten, optische Systeme wie Laserinterferometer, Autokollimatoren oder inkrementelle Wegaufnehmer sowie gravimetrische Systeme eingesetzt werden [4; 5; 6; 7].

## **4 Kalibrierung mit Tracking-Interferometern**

Ein innovatives Verfahren, das seit einigen Jahren für die indirekte Kalibrierung von Koordinatenmessgeräten und Werkzeugmaschinen eingesetzt wird, ist die sequentielle Multilateration mit Tracking-Interferometern [4].

### **3.1 Tracking-Interferometer**

Tracking-Interferometer sind optische Messsysteme, mit denen die relative Längenänderung zwischen einem Reflektor und einem Interferometer nach dem Prinzip der Interferenz gemessen wird. Eine Bewegung des Reflektors senkrecht zum Laserstrahl bewirkt einen Versatz des reflektierten Strahls, der mit einer Positionssensitiven Diode (PSD) detektiert und deren Signal zur Nachführung des Laserstrahls genutzt wird (Tracking). Wird neben der Längenänderung die Orientierung des Laserstrahls über zwei kardanisch gelagerte Winkelencoder gemessen, kann die Position eines Reflektors im Kugelkoordinatensystem ermittelt werden (Bild 3). [8; 9; 10; 11; 12]



$$\begin{bmatrix} x_i \\ y_i \\ z_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_i \cdot \sin \theta_i \cdot \cos \phi_i \\ d_i \cdot \sin \theta_i \cdot \sin \phi_i \\ d_i \cdot \cos \theta_i \end{bmatrix}$$

mit

$x, y, z$  Kartesische Koordinate

$d$  Länge

$\Theta$  Zenitwinkel

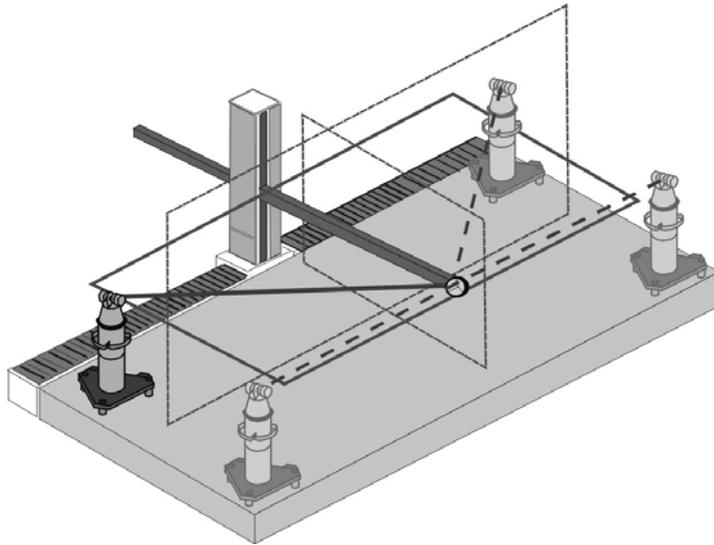
$\Phi$  Horizontalwinkel

**Bild 3:** Funktionsprinzip eines Tracking-Interferometers

Während die Längenmessung von Tracking-Interferometern eine geringe Messunsicherheit aufweist, ist die Unsicherheit der Winkelmessung deutlich größer, so dass die Unsicherheit der gemessenen Koordinate für die Kalibrierung von Werkzeugmaschinen in der Regel nicht hinreichend gering ist.

### 3.2 Sequentielle Multilateration

Eine Möglichkeit, die Unsicherheit der Winkelmessung zu umgehen ist die Kalibrierung von Werkzeugmaschinen nach dem Prinzip der sequentiellen Multilateration [13; 14; 15]. Die sequentielle Multilateration basiert auf einer wiederholten Messung von Längendifferenzen aus mehreren Standorten des Lasertrackers, während der Reflektor entlang eines definierten Pfades verfahren wird (Bild 4). Das Resultat der Messung ist eine Längendifferenz zwischen der idealen und der Ist-Position des Reflektors. Um auf Basis dieser Längendifferenzen die geometrischen Fehlerparameter berechnen zu können, wird ein lineares Gleichungssystem formuliert, mit dem die ideale Soll- und die fehlerhafte Ist-Länge berechnet werden kann. Während die Soll-Werte der Achsen apriori bekannt sind, können die Fehlerparameter mithilfe eines Best-Fit-Algorithmus berechnet werden. [13; 14].



**Bild 4:** Indirekte Kalibrierung eines Koordinatenmessgeräts mittels sequentieller Multilateration [13; 14]

Für die sequentielle Multilateration ist daher nur noch die Unsicherheit der relativen Längenmessung entscheidend. Bei Tracking-Interferometern wird diese im Wesentlichen von der Wellenlängenkorrektur des Interferometers sowie der optischen Stabilität des Drehzentrums beeinflusst. Um die Stabilität des Drehzentrums zu steigern, haben das National Physical Laboratory (NPL) und die Physikalisch Technische Bundesanstalt (PTB) ein neues Tracking-Interferometer entwickelt, den sogenannten LaserTracer. Dieser verfügt über einen innovativen Strahlführungsmechanismus: Im Zentrum des LaserTracers befindet sich eine Präzisionskugel mit einer Formabweichung von unter 50 Nanometern. Der Laserstrahl wird auf diese Kugel fokussiert und das gesamte Interferometer um die Kugel herum geführt. Abweichungen der Rotationsachsen wirken sich bei diesem Aufbau nicht auf die Längenmessung des LaserTracers aus, so dass dieser in einer Laborumgebung unabhängig von seiner Orientierung eine Unsicherheit der Längenmessung von  $0,2 \mu\text{m} + 0,3 \mu\text{m}$  pro Meter erreicht [16; 17; 18; 19].

## 4 Kalibrierung von Rotationsachsen

Das Verfahren der sequentiellen Kalibrierung war zum Start des Projekts PK-Mult auf die Kalibrierung von Linearachsen beschränkt, eignet sich aber prinzipiell für unterschiedlichste Kinematiken. Erforderlich hierfür ist ein entsprechendes mathematisches Modell. Viele moderne Werkzeugmaschinen verfügen über zusätzliche Drehachsen. So bildet die 5-Achs-Bearbeitung im Werkzeug-

und Formenbau oder auch bei der Fertigung von Turbinenschaufeln die notwendige Flexibilität, um auch komplexe Geometrien und Freiformflächen zu fertigen [20; 21]. Für eine vollständige Kalibrierung moderner Werkzeugmaschinen und unter Ermangelung alternativer Kalibrierverfahren ist es daher erstrebenswert, die sequentiellen Multilateration auch für die Kalibrierung von Drehachsen zu nutzen und das Kalibrierverfahren entsprechend zu erweitern.

#### 4.1 Geometriemodell der Rotationsachse

Um das Verfahren der sequentiellen Multilateration für die Kalibrierung von Drehachsen anzupassen, müssen die Rotationsachsen durch ein mathematisches Modell beschrieben und eine Messstrategie entwickelt werden. Die Vorgehensweise ist analog zur Kalibrierung der Linearachsen:

Die Start-Position  $lt = [x^* \ y^* \ z^* \ 1]$  des Tracking-Interferometers wird durch ein Koordinatensystem beschrieben, dessen Ursprung fest mit dem Rotationstisch verbunden ist. Die Soll-Position  $n_{Soll}$ , die aus der Achsdrehung resultiert, kann durch eine homogene Transformation berechnet werden (1).

$$\begin{bmatrix} n_x & n_y & n_z & 1 \end{bmatrix}^T = \mathbf{Trans} \cdot \mathbf{Rot}_z \cdot \mathbf{lt}^T \quad (1)$$

Da die Start-Position des Tracking-Interferometers geschätzt wird, ergibt sich für dessen Ist-Position  $lt_{e^*}$  eine zusätzliche unbekannte Translation (2).

$$\mathbf{lt}_{e^*} = [x^* + lte_x \quad y^* + lte_y \quad z^* + lte_z \quad 1]^T \quad (2)$$

Die aktuelle Soll-Position  $a$  im kartesischen Koordinatensystem der Werkzeugmaschine wird durch die Soll-Bewegung und zusätzliche unbekannte Transformationen bestimmt, mit denen die Achsfehler modelliert werden.

$$\begin{bmatrix} a_x & a_y & a_z & 1 \end{bmatrix}^T = \mathbf{Trans} \cdot \mathbf{Rot}_y \cdot \mathbf{Rot}_x \cdot \mathbf{Rot}_z \cdot \mathbf{lt}_{e^*} \quad (3)$$

Unter Berücksichtigung der Annahme, dass die Fehler sehr klein sind, können einige Vereinfachungen des Gleichungssystems vorgenommen werden. Die Differenz aus der Soll- und Ist-Position ergibt sich dann wie folgt [22, 23]:

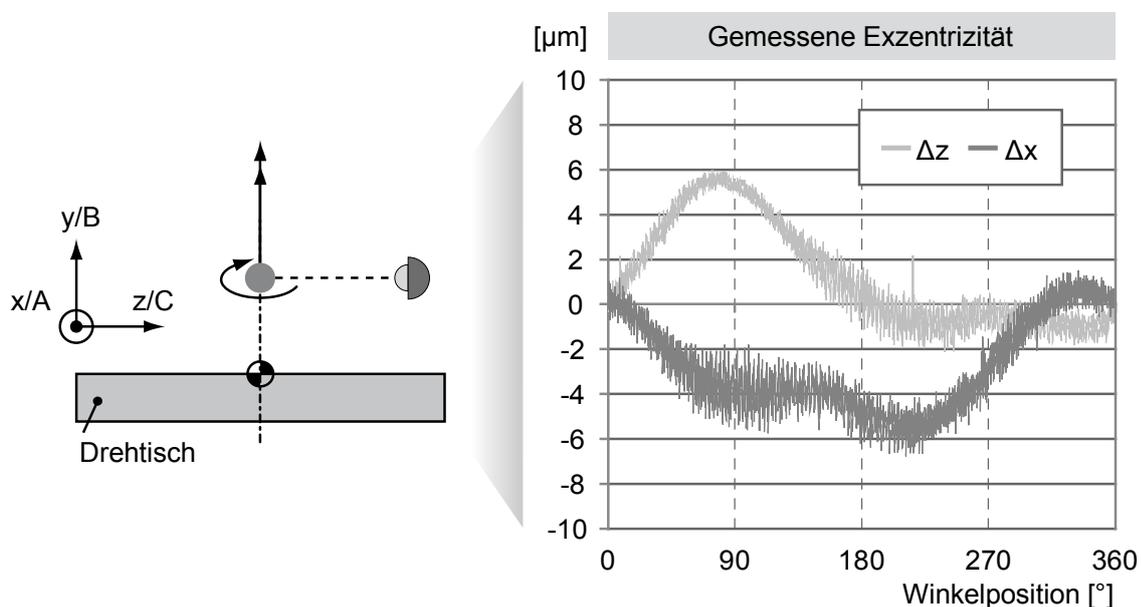
$$\begin{bmatrix} a_x \\ a_y \\ a_z \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} n_x \\ n_y \\ n_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_x + e_\beta \cdot z + e_\gamma \cdot (-y \cdot c(\gamma) - x \cdot s(\gamma)) + lte_x \cdot c(\gamma) - lte_y \cdot s(\gamma) \\ e_y - e_\alpha \cdot z + e_\gamma \cdot (x \cdot c(\gamma) - y \cdot s(\gamma)) + lte_x \cdot s(\gamma) + lte_y \cdot c(\gamma) \\ e_z + e_\alpha \cdot (y \cdot c(\gamma) + x \cdot s(\gamma)) + e_\beta \cdot (-x \cdot c(\gamma) + y \cdot s(\gamma)) + lte_z \end{bmatrix} \quad (4)$$

mit	
$e_{x,y,z}$	Translatorische Fehler
$e_{\alpha,\beta,\gamma}$	Rotatorische Fehler
$x, y, z$	Position des Reflektors
$\gamma$	Winkel der Rotationsachse

Um dieses Gleichungssystem zu lösen, sind Annahmen über den Verlauf der Fehlerparameter erforderlich wie beispielsweise die Annahme, dass die Radial- und Axialbewegung bei dem Wert Null beginnen und nach einer vollen Drehung wieder den Wert Null annehmen.

## 4.2 Validierung der Ergebnisse

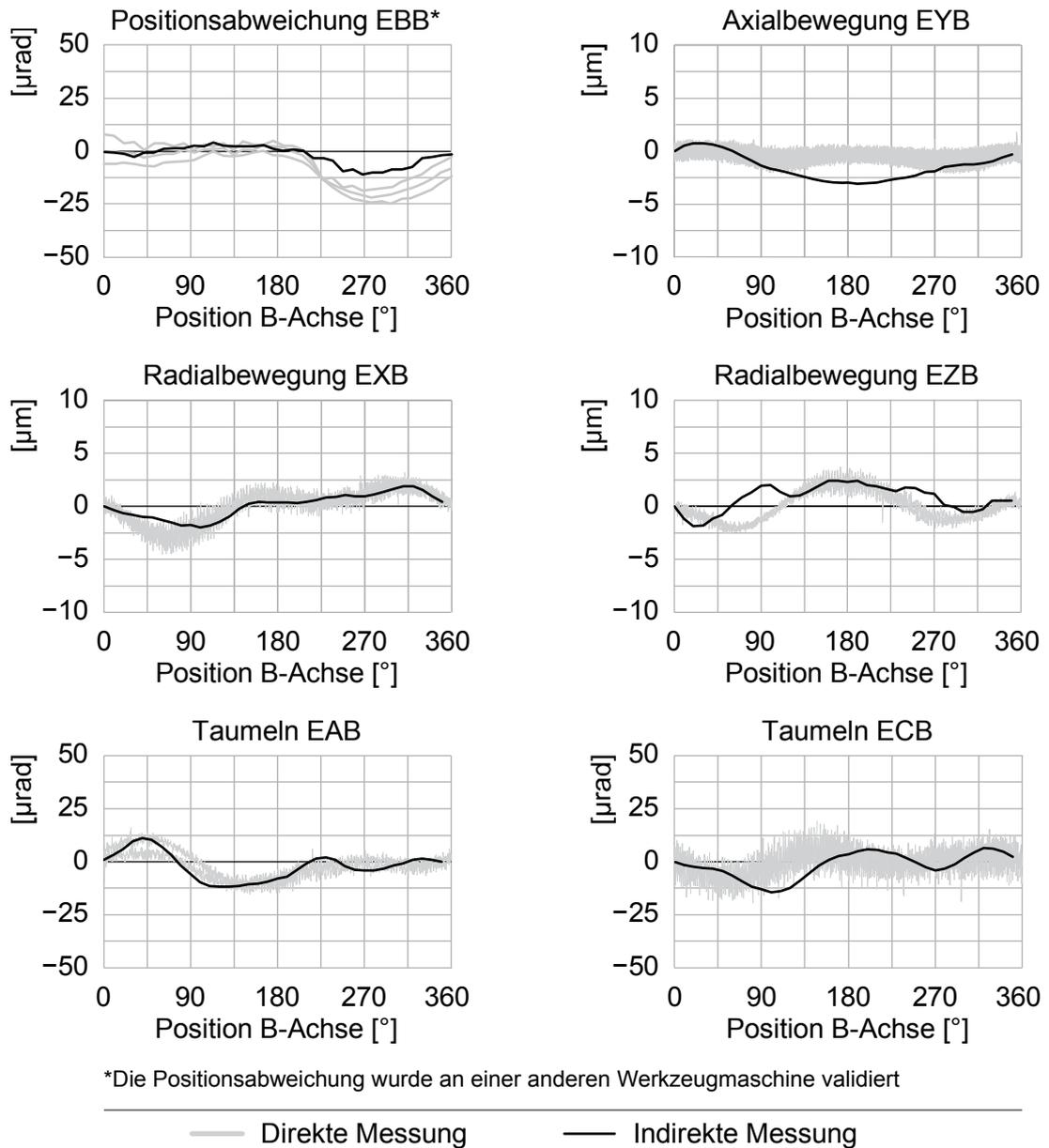
Die Validierung des Kalibrierverfahrens erfolgt durch eine Vergleichsmessung mit einer direkten Messung der rotatorischen Fehlerparameter. Da für die direkte Messung kaum Messsysteme mit hinreichend geringer Unsicherheit verfügbar sind, erfolgt die direkte Messung ebenfalls mit dem LaserTracer.



**Bild 5:** Messprinzip und Rohdaten der direkten Messung der Axialbewegung EXB, EZB mit dem LaserTracer

Diese Messung nutzt die geringe Formabweichung der Präzisionskugel im Zentrum des LaserTracers. Wird der LaserTracer mithilfe eines Kreuztisches mittig auf der Drehachse positioniert und der Reflektor in einiger Entfernung entlang

einer der Linearachsen positioniert, so kann über die Tischdrehung unmittelbar die Axialbewegung der Rotation gemessen werden (Bild 5). Erfolgt diese Messung in zwei verschiedenen Höhen, kann über die Axialbewegung auch auf den Taumelfehler geschlossen werden. Die Validierung der Positionsabweichung erfolgt durch den Vergleich der Messergebnisse mit einem Präzisionsdrehgeber.



**Bild 6:** Validierung der Kalibrierung von Rotationsachsen

Die Ergebnisse aus Bild 6 zeigen, dass die direkt gemessenen Werte mit den indirekt gemessenen Werten gut übereinstimmen. Restabweichungen resultieren aus der Positionsunsicherheit der Linearachsen sowie der Längenmessunsicher-

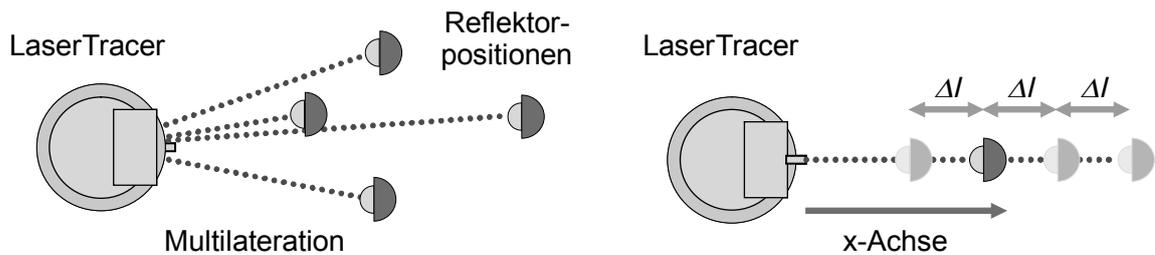
heit des Lasertrackers. Die Ergebnisse zeigen, dass die Geometriefehler von Rotationsachsen in Werkzeugmaschinen im Allgemeinen durchaus klein ausfallen. Aufgrund der erhöhten Unsicherheit gegenüber der Kalibrierung von Linearachsen und der geringen Ausprägung der Fehlerparameter stellt die indirekte Kalibrierung von Rotationsachsen mit Tracking-Interferometern eine große Herausforderung dar. Dennoch zeigen die Ergebnisse, dass das Verfahren zur Kalibrierung von Rotationsachsen geeignet ist.

## **5 Kontinuierliche Kalibrierung**

Ein Hinderungsgrund für die Kalibrierung von Werkzeugmaschinen ist die Minderung des Maschinennutzungsgrads aufgrund der Dauer der Messung [22, 23]. Auch wenn die Kalibrierung von Werkzeugmaschinen mit Tracking-Interferometern bereits zu einer deutliche Verkürzung der Messzeiten von ein bis zwei Tagen auf wenige Stunden geführt hat, ist das Potential der Technologie noch nicht ausgeschöpft. Die Messung erfolgt während des Stillstands der Maschine. Dieser trägt wesentlich zur Messzeit bei. Durch eine kontinuierliche Messung bei bewegter Maschine kann die Dauer der Messung weiter reduziert werden. Gleichzeitig muss sichergestellt werden, dass die geringe Messunsicherheit des Verfahrens auch bei einer kontinuierlichen Messung eingehalten werden kann. Die größte Herausforderung ist in diesem Zusammenhang die Synchronisation der Werkzeugmaschine mit dem Tracking-Interferometer.

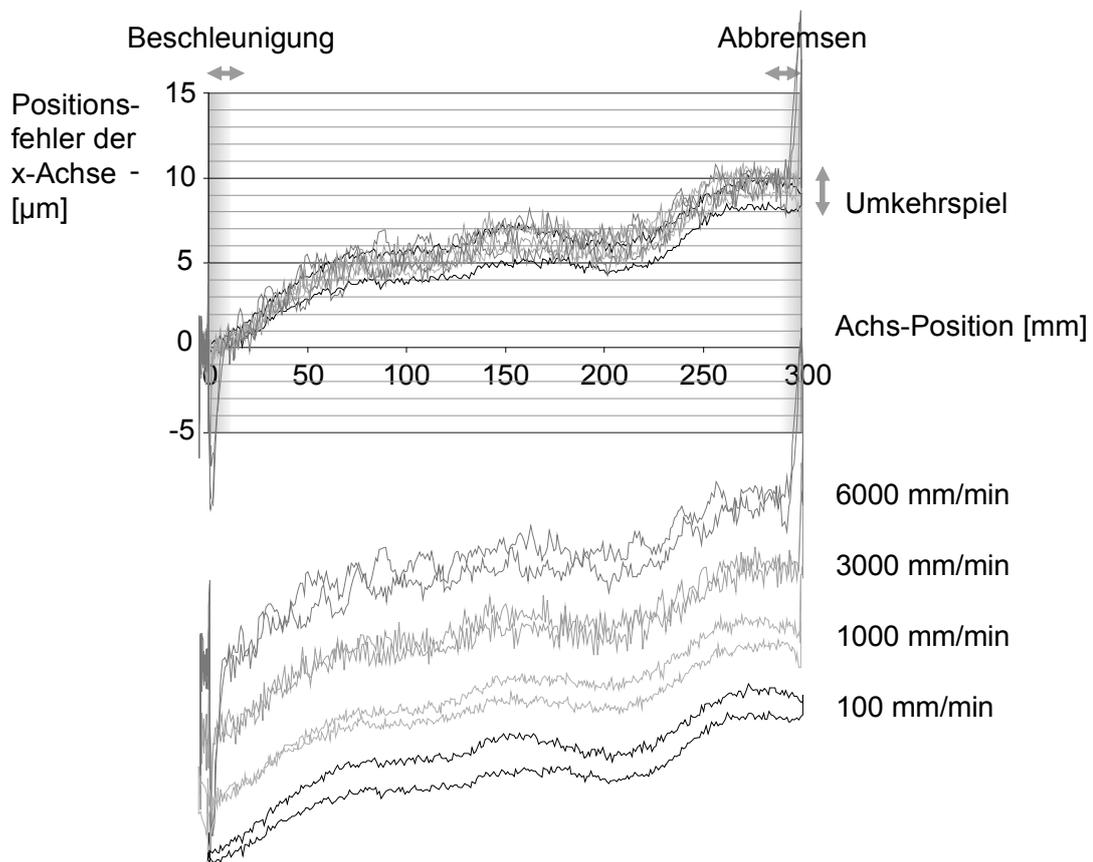
### **5.1 Synchronisation von WZM und Tracking-Interferometer**

Um die Position der Werkzeugmaschine synchron mit der gemessenen Länge des Tracking-Interferometers auszulesen, werden die Analogsignale beider Systeme in einem Industrie-PC digitalisiert. Der Synchronizitätsfehler lässt sich über einen einfachen Aufbau untersuchen. Hierfür wird das Tracking-Interferometer auf einer Werkzeugmaschine aufgestellt, dessen Position über Multilateration bestimmt und der Reflektor in Verlängerung einer Achse vor dem Interferometer positioniert (Bild 7). Anschließend wird der Reflektor entlang der Achse in verschiedenen Geschwindigkeiten verfahren. Das Ergebnis der Messung ist der Positionsfehler der Achse, der – in Abhängigkeit von der Geschwindigkeit – durch den systematischen und zufälligen Synchronizitätsfehler überlagert ist.



**Bild 7:** Untersuchung des Synchronizitätsfehlers der kontinuierlichen Messung

Die Ergebnisse der Untersuchung zeigt Bild 8. Deutlich zu erkennen ist die zunehmende Positionsabweichung der x-Achse, die auf einer Länge von 300 Millimeter ca. zehn Mikrometer beträgt, sowie das mechanische Umkehrspiel der Achse, das dazu führt, dass zwischen dem Vor- und dem Rücklauf der Bewegung eine annähernd konstante Differenz von zwei Mikrometern liegt.



**Bild 8:** Systematischer und zufälliger Synchronizitätsfehler

Werden die Ergebnisse der kontinuierlichen Messung für verschiedene Geschwindigkeiten untereinander aufgetragen, zeigt sich, dass die Streuung der

Messwerte bei höheren Geschwindigkeiten zunimmt. Eine mögliche Ursache hierfür sind Schwingungen der Maschine. Ein systematischer Synchronizitätsfehler, der dazu führen würde, dass sich das gemessene Umkehrspiel vergrößern oder verkleinern würde ist nicht zu erkennen.

### 5.3 Validierung der kontinuierlichen Kalibrierung

Die Validierung der kontinuierlichen Messung erfolgt durch einen Vergleich einer statischen mit einer kontinuierlichen Messung.

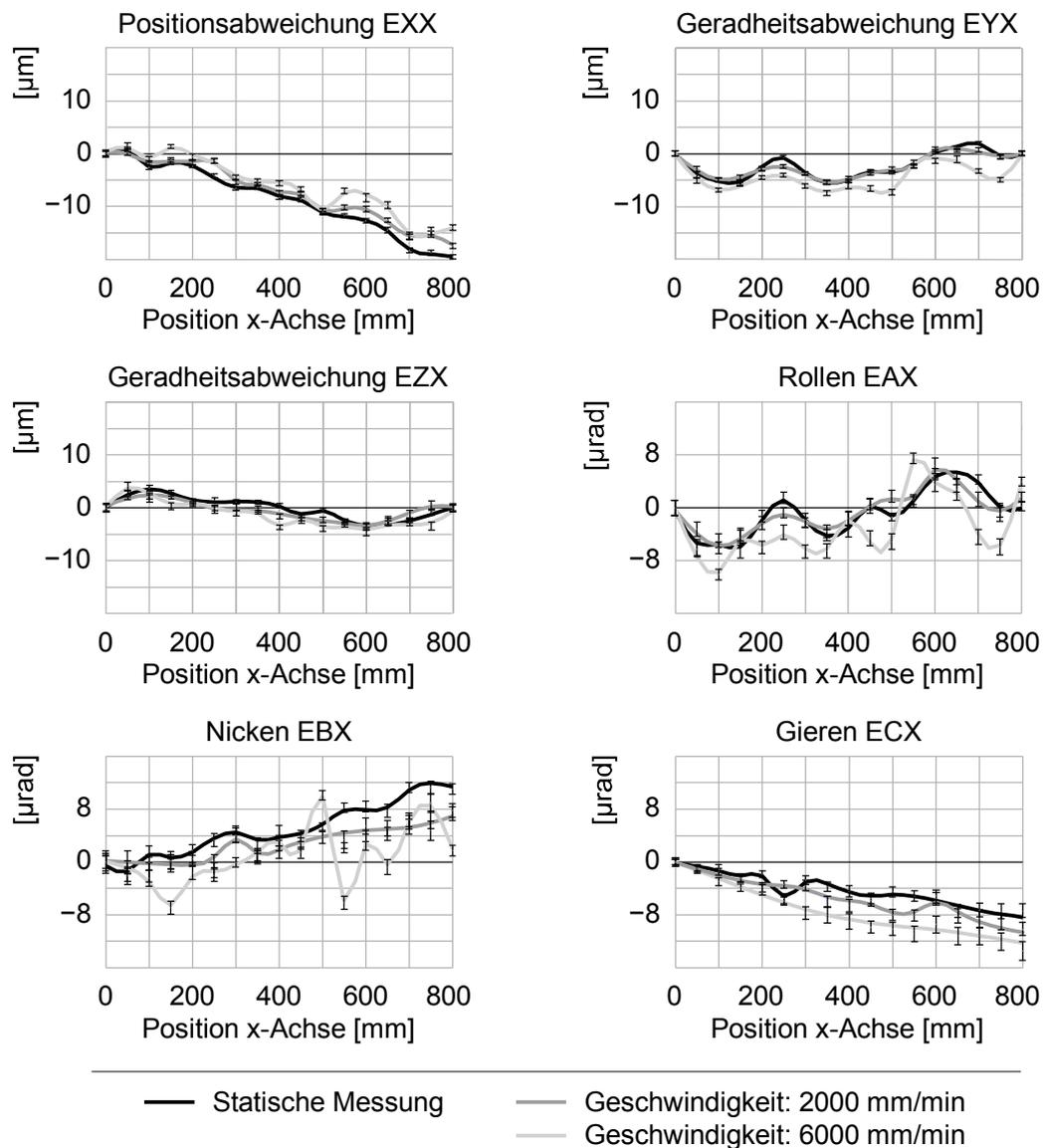


Bild 9: Validierung der kontinuierlichen Messung

Bild 9 zeigt die Ergebnisse für die x-Achse als Auszug einer Kalibriermessung, die statisch, mit einer Geschwindigkeit von 2000 mm/min und 6000 mm/min durchgeführt wurde. Der direkte Vergleich der kontinuierlichen und der statischen Kalibrierung zeigt, dass eine Werkzeugmaschine mittels der kontinuierlichen Kalibrierung mit hinreichend geringer Unsicherheit kalibriert werden kann. Die Abweichungen zwischen statischer und kontinuierlicher Kalibrierung steigen allerdings mit steigender Geschwindigkeit an. Es ist daher in diesem Fall sinnvoll die Geschwindigkeit des Reflektors auf 2000 mm/min zu begrenzen.

## **6 Zusammenfassung & Ausblick**

Durch die Kalibrierung und die Kompensation der Geometriefehler von Werkzeugmaschinen kann deren Positionsunsicherheit reduziert werden. Dies bietet die Möglichkeit, die Prozessfähigkeit der Werkzeugmaschine unabhängig von dem bearbeiteten Bauteil zu steigern.

Im Rahmen des Projekts PK-Mult wurde das Verfahren der volumetrischen Kalibrierung mit Tracking-Interferometern erweitert, so dass heute auch Rotationssachsen kalibriert und die Messzeit durch eine kontinuierliche Messung bei bewegter Maschine deutlich reduziert werden kann. Ergänzt wurde dieses Projekt durch Untersuchungen zur Effektivität der Kompensation in Bezug auf die Qualität des Endprodukts.

Hier sind weitere Untersuchungen erforderlich, um die Frage zu beantworten, unter welchen Randbedingungen eine volumetrische Kalibrierung und die Kompensation der Geometriefehler zu einer wirtschaftlichen und technologisch relevanten Qualitätssteigerung am Bauteil führen. Diese Frage ist von einer Vielzahl von Einflussgrößen wie der Art der Werkzeugmaschine, der Art der Positionsregelung, dem eingesetzten Kalibrierverfahren den Umgebungsbedingungen, dem Bearbeitungsprozess etc. abhängig. Es existiert heute kein Ansatz, diese Frage systematisiert zu beantworten.

Eine weitere Forschungsfrage resultiert aus der Möglichkeit, durch eine volumetrische Kalibrierung Werkzeugmaschinen als rückgeführte Koordinatenmessgeräte einsetzen zu können. Ein interessantes Anwendungsgebiet ist die Bearbeitung dünnwandiger Großbauteile auf der Werkzeugmaschine, deren Transport zu einem Koordinatenmessgerät unmittelbar zu einer nicht reproduzierbaren Veränderung der Objektgeometrie führt und für deren Messung in vielen Fällen

kein Koordinatenmessgerät hinreichender Größe zur Verfügung steht. Die Frage, die es an dieser Stelle zu beantworten gilt, gleicht der Forschungsfrage aus dem vorangegangenen Abschnitt: Unter welchen Randbedingungen kann eine Werkzeugmaschine als rückgeführtes Koordinatenmessgerät mit hinreichend geringer Messunsicherheit eingesetzt werden? Neben den Geometriefehlern der Werkzeugmaschine wird hier die Umgebungs-, Objekt- und Maschinentemperatur wesentlich zur Messunsicherheit beitragen. Für höchste Ansprüche an die Messunsicherheit können die Tracking-Interferometer auch als externes Messsystem auf der Werkzeugmaschine eingesetzt werden. Werden vier Tracking-Interferometer zu einem System kombiniert, kann mittels Multilateration ein Koordinatenmessgerät mit einer globalen Positionsunsicherheit von weniger als einem Mikrometer in einem Messvolumen mit einer Kantenlänge von mehreren Metern realisiert werden.

Neben diesen Forschungsfragen zur volumetrischen Kalibrierung von Werkzeugmaschinen stellt sich die Frage nach einer Weiterentwicklung des Verfahrens für andere Produktionsmittel. Das Prinzip eignet sich für eine Vielzahl von Kinematiken, wenn diese mathematisch beschrieben sind und eine Messstrategie entwickelt wird.

## Literatur

- [1] Norm DIN ISO 230 Teil 1 (1999): Werkzeugmaschinen – Prüfregelein für Werkzeugmaschinen: Geometrische Genauigkeit von Maschinen, die ohne Last oder unter Schlichtbedingungen arbeiten.
- [2] Norm ISO 230 Teil 7 (2006): Test code for machine tools: Geometric accuracy of axes of rotation.
- [3] Richtlinie ISO/IEC Guide 99 (2007): International vocabulary of metrology – Basic and general concepts and associated terms (VIM).
- [4] Schwenke, H.; Knapp, W.; Haitjema, H.; Weckenmann, A.; Schmitt, R.; Delbressine, F.: Geometric error measurement and compensation of machines – An update. In: CIRP Annals – Manufacturing Technology, Jg. 57, 2008, Nr. 2, S. 660-675.
- [5] Schmalzried, S.: Dreidimensionales Messsystem für eine effizientere geometrische Maschinenbeurteilung, Karlsruhe, Dissertation, 2007.
- [6] Brecher, C.; Weck, M.: Werkzeugmaschinen 1 – Maschinenarten und Anwendungsbereiche, Heidelberg: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2005.
- [7] Sartori, S.; Zhang, G.: Geometric error measurement and compensation of machines. In: CIRP Annals – Manufacturing Technology, Jg. 44, 1995, Nr. 2, S. 599-609.
- [8] Schmitt, R.; Nisch, S.; Jatzkowski, P.: Genauigkeit für Riesen – Koordinatenmesstechnik für Großvolumiges in Entwicklung. In: Qualität und Zuverlässigkeit, Jg. 54, 2009, Nr. 8, S. 40-43.
- [9] Estler, W.; Edmundson, K.; Peggs, G.; Parker, D.: Large-scale metrology – An update. In: CIRP Annals – Manufacturing Technology, Jg. 51, 2002, Nr. 2, S. 587-609.
- [10] Dold, J.: Autobauer setzen auf mobile Laser-Messtechnik. In: Auto & Elektronik, Jg. 3, 2002, Nr. 5, S. 45-48.
- [11] Clarke, T.: Non-Contact Measurement Provides Six of the Best. In: Quality Today, Jg. 16, 1998, S. 46-48.
- [12] Riemensperger, M.; Gottwald, R.: Kern Smart 310 – Leica's Approach to High Precision Dynamic 3D Coordinate Determination. In: Proceedings of the 2nd International Workshop on Accelerator Alignment. Hamburg, 10.-12. September 1990, S. 183-200.

- [13] Wendt, K.; Schwenke, H.; Bosemann, W.; Dauke, M.: Inspection of large CMMs by sequential multi-lateration using a single laser tracker. In: Laser metrology and machine performance VI. LAMDAMAP, University of Huddersfield (UK), 15.-18. Juli 2003, S. 121-130.
- [14] Wendt, K.; Schwenke, H.; Wäldele, F.; Krawxzy, M.; Kniel, K.: Error mapping of large CMMs by sequential multi-lateration using a laser tracker. In: Proceedings of the 2nd international EUSPEN conference. Turin (Italien), 27.-31. Mai 2001, S. 258-261.
- [15] Patentschrift DE 000019947374 A1 (01.10.1999): Schwenke, H.; Wendt, K.: Verfahren zur Ermittlung geometrischer Abweichungen von Koordinatenmessgeräten und Werkzeugmaschinen.
- [16] Hughes, B.; Wilson, A.; Peggs, G.: Design of a high-accuracy CMM based on multi-lateration techniques. In: CIRP Annals – Manufacturing Technology, Jg. 49, 2000, Nr. 1, S. 391-394.
- [17] Patentschrift EP 000000919830 A2 (, 16.10.1998): Hughes, B.: Tracking Laser Interferometer.
- [18] Kniel, K.: Ein Beitrag zur Entwicklung eines laserinterferometrischen Trackingsystems für die Genauigkeitssteigerung in der Koordinatenmesstechnik, Bremerhaven, Dissertation, 2007.
- [19] Schwenke, H.; Franke, M.; Hannaford, J.; Kunzmann, H.: Error mapping of CMMs and machine tools by a single tracking interferometer. In: CIRP Annals – Manufacturing Technology, Jg. 54, 2005, Nr. 1, S. 475-478.
- [20] Grundler, E.: Erfolgsfaktor 5-Achs-Komplettbearbeitung. In: VDI-Z integrierte Produktion, Jg. 147, 2005, Nr. 3, S. 45-47.
- [21] Haubold, T.; Jonas, C.; Kappmeyer, G.; Klocke, F.; Kratz, S.; Raedt, H. W.; Schulten, M.: Wertorientierte Produktionstechnologien – Werte gekonnt generieren. In: Wettbewerbsfaktor Produktionstechnik, AWK. Aachen, 5.-6. Juni 2008, S. 125-148.
- [22] Schmitt, R.; Jatzkowski, P.; Schwenke, H.; Warmann, C.: Advances in the error mapping of machine tools and coordinate measurement machines by sequential multilateration. In: Laser metrology and machine performance IX. LAMDAMAP, London (UK), 30. Juni - 02. Juli 2009, S. 452-461.
- [23] Schwenke, H.; Schmitt, R.; Jatzkowski, P.; Warmann, C.: On-the-fly calibration of linear and rotary axes of machine tools and CMMs using a tracking interferometer. In: CIRP Annals - Manufacturing Technology, Jg. 58, 2009, Nr. 1, S. 477-480.

# Design und Test miniaturisierter, piezoresistiver Silizium-Dehnmesselemente

Jacqueline Rausch, Roland Werthschützky

Institut für Elektromechanische Konstruktionen, Professor R. Werthschützky  
Technische Universität Darmstadt  
Tel. 06151-163496, E-Mail: j.rausch@emk.tu-darmstadt.de

## Kurzfassung

Für die Erfassung von Oberflächendehnungen wurden inhomogen dotierte Siliziumelemente entworfen und getestet. Die piezoresistiven Gebiete sind auf Chiplevel zu Wheatstone-Vollbrücken verschaltet. Neben der punktuellen Spannungs- bzw. Dehnungsmessung in Leichtbaukonstruktionen ist die Integration in miniaturisierte Kraftsensoren für die minimalinvasive Chirurgie eine der Zielapplikationen. Der Vergleich der im Rahmen der Simulation sowie messtechnisch ermittelten Werten zeigt eine große Abweichung zwischen erwarteter und tatsächlicher Empfindlichkeit der Messelemente. Die Ursachen werden insbesondere in der derzeit verwendeten Aufbau- und Verbindungstechnik vermutet. Die quantitative Bestimmung der Einflussfaktoren ist neben dem Design eines rückwirkungsarmen Packagings Gegenstand der derzeitigen Untersuchungen.

## 1 Einleitung

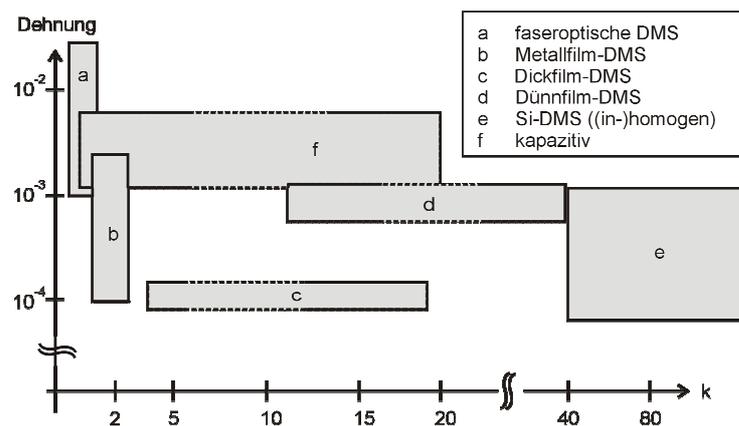
Der Leitgedanke der Adaptronik, Struktursysteme mit Intelligenz auszustatten, um aktiv auf verändernde Umgebungsbedingungen zu reagieren, macht die Entwicklung strukturintegrierbarer Sensor-Aktor-Systeme notwendig. Typische Applikationen sind das Überwachen der Stabilität<sup>1</sup> und des Schwingungszustandes von (Leichtbau-) Konstruktionen wie Brücken oder Karosserien bzw. die aktive Schwingungsreduktion [1]. Hierzu werden innerhalb der Konstruktionselemente die mechanischen Größen Beschleunigung, Kraft oder Dehnung

---

<sup>1</sup> engl. *Structural Health Monitoring* – SHM

messtechnisch erfasst und die elektrische Ausgangsgröße der jeweiligen Signalverarbeitungseinheit zugeführt. Auch in der minimalinvasiven bzw. roboterassistierten Chirurgie findet sich dieser Gedanke wieder. So sind miniaturisierte Sensoren (Durchmesser  $\ll 10$  mm), die in die Instrumentenspitze integriert werden können, von zentraler Bedeutung für die Regelung des Systems [2]. Langfristiges Ziel ist es, Sensoren möglichst schon im Herstellungsprozess in die Struktur zu integrieren bzw. die Struktur aus intelligenten z.B. dehnungssensitiven Materialien zu fertigen.

Neben faseroptischen Dehnungssensoren ( $k \approx 0,78$ ), die im Falle hoher Dehnungen eingesetzt werden, sind derzeit überwiegend Metallfilm-Dehnmessstreifen (DMS,  $k \approx 2$ ) in Leichtbaustrukturen integriert [3]. Zur Anwendung in miniaturisierten Systemen sind auf dem Markt auch hochempfindliche, homogen dotierte Halbleiter-DMS als Einzelwiderstände bzw. als auf einem organischen Substrat kombinierte Halbbrücken verfügbar ( $k \leq 255$ ). Um die Vorteile einer Wheatstone-Vollbrücke wie erhöhte Empfindlichkeit, Kompensation von Nichtlinearitäten und des Temperatureinflusses erster Ordnung zu nutzen, müssen vier DMS am Messort integriert werden. Neben dem erhöhten Installationsaufwand führt dies bei konventionellen DMS zu einem größeren Platzbedarf und kann somit in miniaturisierten Systemen nicht eingesetzt werden. Inhomogen dotierte Silizium-Elemente, wie sie beispielsweise zur Druckmessung verwendet werden, kombinieren den großen Messeffekt in Halbleitern mit den Vorteilen einer integrierten Brückenordnung.



**Bild 1:** Einordnung gängiger Sensorprinzipien zur Dehnungsmessung hinsichtlich Nenndehnung und Empfindlichkeit.

Bild 1 ordnet die gängigen Sensorprinzipien zur Dehnungsmessung hinsichtlich ihrer Empfindlichkeit und ihres Einsatzbereiches ein. Der oben schon verwen-

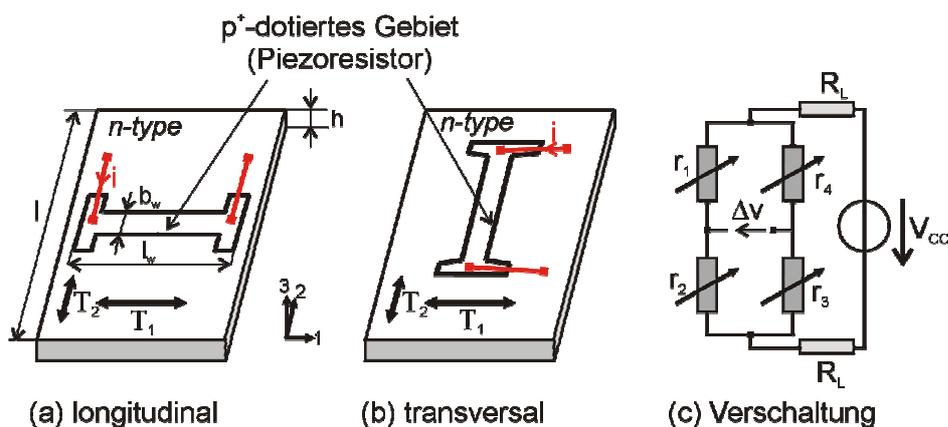
dete k-Faktor (relative Widerstandsänderung  $\Delta R/R$  bezogen auf die relative Längenänderung  $\Delta l/l$ ) kennzeichnet die Höhe des Messeffekts, (s. Formel 2). Sensortechnologien wie Dick- und Dünnschicht finden vorwiegend im Aufnehmerbau Anwendung und sind nur der Vollständigkeit halber im Diagramm aufgeführt.

In dieser Arbeit präsentieren wir Entwurf und Test inhomogen dotierter Silizium-Messelemente, die sowohl zur Erfassung von Dehnungen im Aufnehmerbau als auch zur punktuellen Dehnungsmessung in beliebigen Struktursystemen verwendet werden können.

## 2 Entwurf der piezoresistiven Si-Dehnmesselemente

### 2.1 Piezoresistives Messprinzip

Beim piezoresistiven Effekt erfolgt die Änderung des spezifischen Widerstandes  $\rho$  aufgrund der wirkenden der mechanischen Spannung  $T$ . Abhängig vom Winkel zwischen Strom  $i$  und Spannungskomponente  $T_i$  können drei Effekte unterschieden werden. Beim Längseffekt fließt der Strom  $i$  parallel zur mechanischen Normalspannung  $T_1$ , beim Quereffekt fließt  $i$  senkrecht zu  $T_1$  und letztlich beim Schereffekt fließt  $i$  parallel oder senkrecht zur mechanischen Scherspannung. Überwiegend werden die beiden Erstgenannten Effekte in Siliziumsensoren genutzt (Bild 2).



**Bild 2:** Piezoresistiver Längs- und Quereffekt in inhomogen dotiertem Silizium. (c) zeigt die Verschaltung, wobei  $R_L$  den Leitungswiderstand bezeichnet.

Die Widerstandsänderung  $\Delta R$  am Einzelwiderstand  $R$  kann mit folgender Gleichung beschrieben werden, wobei der Einfluss der geometriebedingten Widerstandsänderung hierbei vernachlässigt wird.

$$\frac{\Delta R}{R} \approx \frac{\Delta \rho}{\rho} = \pi_l \cdot T_l + \pi_q \cdot T_q \quad \text{mit} \quad T_l = T_1, \quad T_q = T_2 \quad (1)$$

$\pi_l$  und  $\pi_q$  sind die piezoresistiven Längs- bzw. Querkoeffizienten, deren Werte von der Kristallorientierung sowie Dotierungsart und -konzentration des Widerstandsgebiets abhängen. Tabelle 1 listet die der folgenden Auslegung zugrunde liegenden Parameter auf.

**Tabelle 1:** Parameter der piezoresistiven Gebiete.

Parameter	Wert	Beschreibung
<b>Kristallrichtung</b>	[110], [ $\bar{1}$ 10]	Widerstandslängsachse
<b>Elastomechanik</b>		[4]
Querkontraktion $\nu_{Si}$	0,068	
E-Modul $E_{Si}$	169 GPa	
<b>Dotierung</b>	Ionenimplantation	
Konzentration $N_R$	$3 \cdot 10^{18}$	$R_{\square} \approx 125 \Omega$
Dotierstoff	Bor	
<b><math>\pi</math>-Koeffizienten</b>		
Längseffekt $\pi_l$	$71,8 \cdot 10^{-5} \text{ MPa}^{-1}$	$\pi_l \approx \pi_{44}/2$
Quereffekt $\pi_q$	$-65,1 \cdot 10^{-5} \text{ MPa}^{-1}$	$\pi_q \approx -\pi_{44}/2$

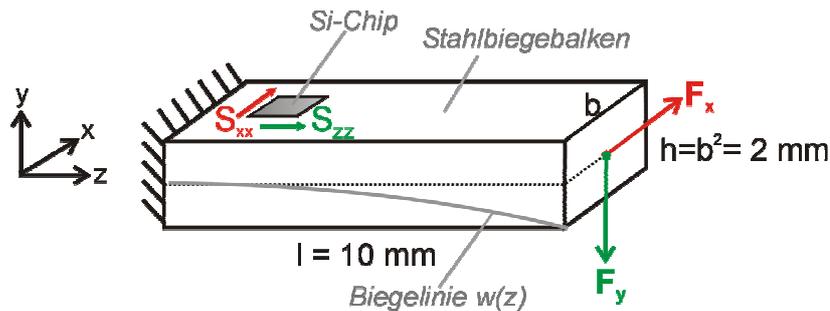
Zur Auswertung der Widerstandsänderung werden die Widerstandsgebiete auf Chiplevel zu einer Wheatstonebrücke verschaltet und die relative Spannungsänderung ausgewertet (Bild 2(c)).

Unter Berücksichtigung von E-Modul  $E_{Si}$  und Querkontraktion  $\nu_{Si}$  des Messlements kann mittels Gleichung 2 der zu erwartende k-Faktor in Längsrichtung abgeschätzt werden. Für die in Tabelle 1 gelisteten Parameter ergibt sich ein k-Faktor in Längsrichtung von ca. 114.

$$\frac{\Delta R}{R} \approx \frac{\Delta \rho}{\rho} = k_l \cdot S_l, \quad \text{mit} \quad k_l = (\pi_l + \nu_{Si} \cdot \pi_q) \cdot \frac{E_{Si}}{1 - \nu_{Si}^2} \quad (2)$$

## 2.2 Rechnergestützter Entwurf des Messelements

Das dem Entwurf zugrunde liegende Szenario ist ein einseitig eingespannter Biegebalken, auf dessen Oberfläche durch die Einleitung einer Kraft Dehnungen längs und quer zum Balken erzeugt werden. Der Balken wurde so dimensioniert, dass nach Bernoulli bei einer Belastung in  $y$ - bzw.  $x$ -Richtung nur Normaldehnungen  $S_{zz}$  bzw.  $S_{xx}$  auftreten (Bild 3).

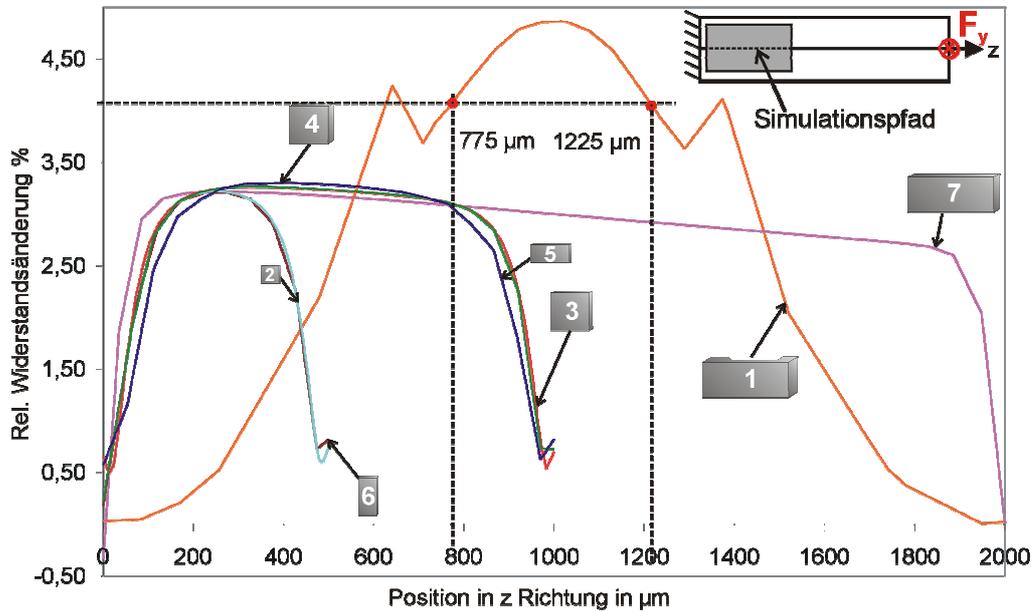


**Bild 3:** Simulationsszenario. Ein einseitig eingespannter Biegebalken aus Stahl ( $E_{\text{Stahl}} \approx 196 \text{ GPa}$ ,  $\nu_{\text{Stahl}} \approx 0,3$ ) dient als Messobjekt.

Zwei Aspekte müssen beim Entwurf berücksichtigt werden. Aufgrund der geringen E-Modul-Differenz von Messobjekt und Messelement ( $E_{\text{Si}} \approx 169 \text{ GPa}$ ,  $E_{\text{Stahl}} \approx 196 \text{ GPa}$ ) ist die Rückwirkung des Messelements auf das Bauteilbiegeverhalten zu ermitteln. Hierzu wird die Änderung der Biegelinie in Folge des Si-Elements für verschiedene Dicken berechnet. Das Si-Element erhöht lokal die Biegesteifigkeit des Systems. Bei einem Dickenverhältnis von Chipdicke  $d_{\text{Si}} = 68 \text{ }\mu\text{m}$  zu Balkendicke  $d_{\text{Stahl}} = 2 \text{ mm}$  beträgt die Absenkung des freien Balkenendes  $w_{\text{max}}$  nur noch 70 % des Balkens ohne Messelement. Daher muss die Dicke so gering wie fertigungstechnisch möglich gewählt werden, um rückwirkungsfrei messen zu können. Erfahrungsgemäß liegen die Dicken von homogen dotierten Messelementen bei 10 bis 20  $\mu\text{m}$ .

Der zweite Aspekt ist die Dehnungsübertragung vom Bauteil in das Messelement, welche im Rahmen einer Struktursimulation in Ansys 11 untersucht wird. Der Einfluss einer Zwischenschicht ist hierbei nicht berücksichtigt und es wird somit eine ideale Dehnungsübertragung angenommen. Die Hauptentwurfsziele sind eine hohe Empfindlichkeit (relative Widerstandsänderung  $\geq 2 \%$  bei Nenndehnung  $3 \cdot 10^{-4}$ ), eine niedrige Messunsicherheit ( $\leq 10^{-3}$ ) sowie die Miniaturisierung des Messelements ( $\leq 1 \text{ mm}$  Kantenlänge). Die an der Messstelle auftretende Oberflächendehnung liegt bei etwa  $2,5 \cdot 10^{-4}$ .

Es werden insgesamt sieben verschiedene Geometrien für eine Belastung in x- bzw. y-Richtung untersucht und hinsichtlich der sich ergebenden relativen Widerstandsänderung am Einzelwiderstand verglichen (Bild 4).



**Bild 4:** Relative Widerstandsänderung in Abhängigkeit von der Chipgeometrie. Für Variante #1 ist die gewählte Position der Messwiderstände gekennzeichnet.

Tabelle 2 listet die untersuchten Elemente auf. Die Elemente #2 bis #7 sind rechteckige bzw. quadratische Messplatten, die vollflächig an das Messobjekt gekoppelt sind. Sie unterscheiden sich neben der Kantenlänge auch in ihrer Dicke.

**Tabelle 2:** Im Rahmen der Struktursimulation untersuchte Chipgeometrien.

Variante	Fläche in mm <sup>2</sup>	Dicke in μm	Bemerkung
#1	1x2	200	Membrandicke 68 μm
#2, #3, #4	0,5x0,5, 1x1	68, 50, 30	
#5, #6	0,5x1	68	Parallel und senkrecht zur Balkenlängsachse orientiert
#7	1x2	30	

Die kleinste Messelementsvariante (#2) hat eine Kantenlänge von 500 μm und eine Dicke von 30 μm. Um den Einfluss der Zwischenschicht auf die Messstelle

zu minimieren, wird eine Variante (#1) mit mechanisch entkoppelten Messstellen realisiert [5].

## **2.3 Ergebnisse**

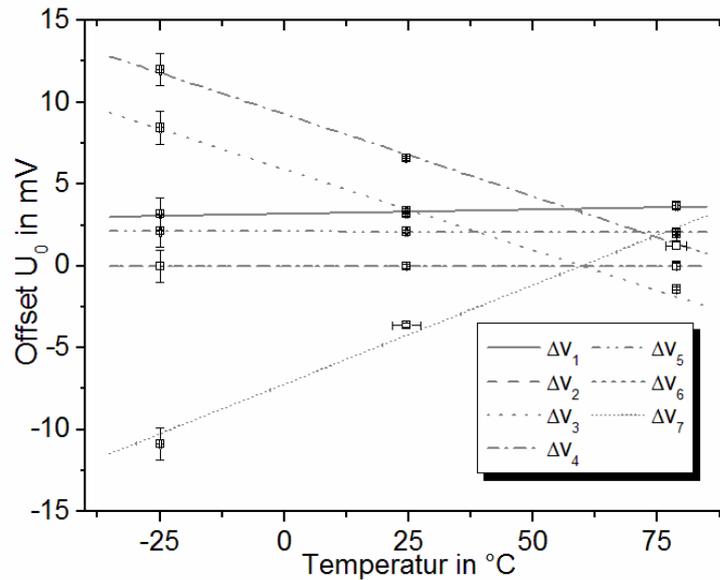
Aus der Untersuchung geht hervor, dass durch die Entkopplung der Messstelle bei einer Belastung in y-Richtung höhere mechanische Spannungen im Mess-element erzeugt werden als bei vollflächiger Ankopplung. Bei der Annahme einer idealen Ankopplung an das Messobjekt treten in den dickeren Messelementen höhere mechanische Spannungen auf, was mit der Vergrößerung des Abstandes zur neutralen Faser erklärt werden kann. Die maximale relative Widerstandsänderung ergibt sich in der Mitte des jeweiligen Chips, daher wird die Messbrücke im Zentrum angeordnet.

Gefertigt werden die Varianten #1, #2, #3 und #7. Im Fall der Variante 7 werden die Widerstandsgebiete nicht zur Vollbrücke verschaltet, sondern acht Halbbrücken zur Erfassung eines Dehnungsgradienten integriert. Die Temperatur wird an der jeweiligen Messstelle durch ein Dehnungsunempfindliches Widerstandsgebiet erfasst. Um messtechnisch die Dehnungsübertragung im Mehrschichtsystem zu untersuchen, werden verschiedene Chipdicken im Bereich von 30  $\mu\text{m}$  bis 68  $\mu\text{m}$  realisiert. Bei der vorgegebenen Dotierungskonzentration und idealer Dehnungsübertragung liegen unter Berücksichtigung von Formel 2 die erwarteten k-Faktoren bei 114 (Längsrichtung) bzw. -110 (Querrichtung).

## **3 Messtechnische Untersuchung**

### **3.1 Nullpunktstabilität**

Zur Ermittlung der Nullpunktstabilität des Messelements werden im Temperaturbereich von -25 °C bis +75 °C (10 Messzyklen, Versorgungsspannung  $U_v = 5 \text{ V}$ ) sieben mechanisch vom Substrat entkoppelte Messelemente der Variante #2 untersucht.



**Bild 5:** Temperaturgang des Offsets der mechanisch entkoppelten Messelemente.

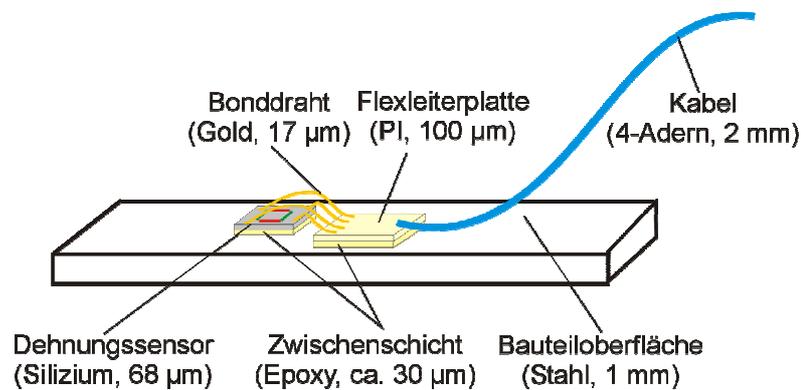
Die Sensoren sind mittels Drahtbonden (Aluminium,  $\varnothing$  25  $\mu\text{m}$ ) kontaktiert. Die temperaturabhängige Brückenausgangsspannung  $U_0$  wird ausgewertet. Bild 5 zeigt die sich ergebenden Verläufe<sup>2</sup>. Der Offset nimmt bei einer Versorgungsspannung von 5 V den Wert von  $U_0 \approx \pm 8$  mV an, was eine übliche Größe für Siliziumsensoren ist. Derzeit wird die Analyse des Temperaturgangs der montierten Sensoren vorbereitet. Insbesondere die Dehnungsunempfindlichkeit des Widerstandsgebiets zur Temperaturerfassung muss messtechnisch verifiziert werden.

### 3.2 Elektromechanisches Übertragungsverhalten

Wie auch bei der Analyse der Nullpunktstabilität wurde ausschließlich das elektromechanische Übertragungsverhalten von Variante #2 mit einer Chipdicke von 68  $\mu\text{m}$  messtechnisch untersucht. Die mechanische Ankopplung erfolgte mit einem thermisch aushärtenden Zwei-Komponenten-Epoxydharz (M-Bond 610, Schichtdicke ca. 30  $\mu\text{m}$ ), die elektrische Kontaktierung wieder durch Drahtbonden (Bild 6). Zur Erzeugung der Dehnungen wurde ein Wegeregelter 4-Punkt-Biegeversuch konzipiert, welcher im Messobjekt konstante Längsdehnungen bis  $5 \cdot 10^{-3}$  erzeugen kann. Als Messobjekt dient eine rechteckige Stahl-

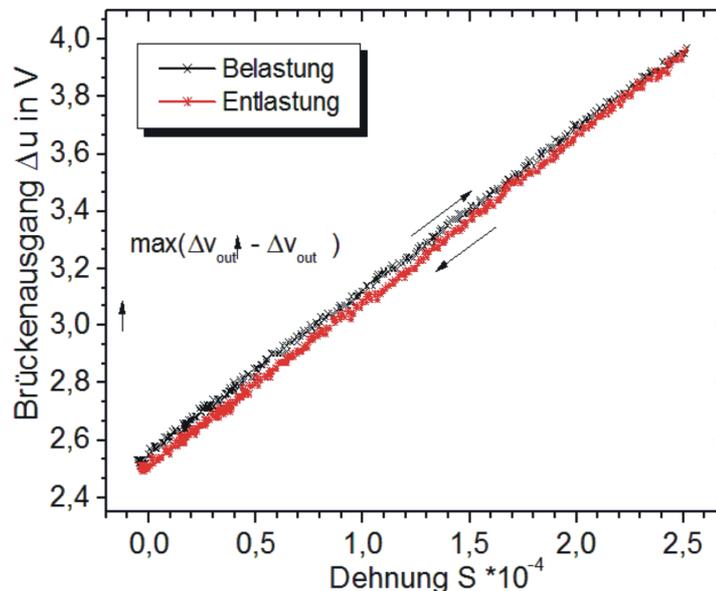
<sup>2</sup> Ausgangsspannungen  $\Delta V_1$ ,  $\Delta V_4$  und  $\Delta V_5$  sind fehlerbehaftet und werden nicht berücksichtigt.

biegeplatte (Material: DC-04), auf welche das Messelement appliziert ist. Bild 7 zeigt die ermittelte Kennlinie für eine Nenndecknung  $S_N$  von  $2,5 \cdot 10^{-4}$ .



**Bild 6:** Aufbau- und Verbindungstechnik des untersuchten Dehnmesselements. Die Abmessungen (BxHxL) der Biegeplatte betragen  $20 \times 1 \times 160 \text{ mm}^3$ .

Für die gewählte Anordnung ergibt sich ein k-Faktor von 30, was etwa einem Drittel des erwarteten Wertes entspricht. Der Hysteresefehler bezogen auf den Nennwert liegt bei 2 %, die Nichtlinearität, ebenfalls auf den Nennwert bezogen, bei ca. 0,5 %. Durch die Wahl des heiß aushärtenden Epoxydharzes wird der Chip vorgespannt und der Offset bei Raumtemperatur erhöht sich von ca. 8 mV auf 25 mV.



**Bild 7:** Untersuchung des elektromechanischen Übertragungsverhaltens von Variante #2. Brückenspeisung mit  $I = 1 \text{ mA}$ , Verstärkung 100.

## 4 Diskussion und Ausblick

Die Nullpunktdrift des mechanisch entkoppelten Messelements verhält sich erwartungsgemäß. Die Abweichung der Empfindlichkeit des montierten Messelements vom theoretisch ermittelten Wert wird derzeit analysiert. Tabelle 3 gibt einen Überblick über die möglichen Einflussgrößen. Neben abweichender Dotierungskonzentration und damit geringerer  $\pi$ -Koeffizienten hat die Aufbau- und Verbindungstechnik einen großen Einfluss. So können Fehlpositionierung des Chips und ein zu geringes E-Modul des Zwischenschichtmaterials die Dehnungsübertragung reduzieren [6].

**Tabelle 3:** Parameter, die die Empfindlichkeit des Si-Messelements beeinflussen.

Einflussgröße	Bemerkung
<b>Messelement</b>	
Orientierung	Winkel $\alpha$ zwischen Dehnung $S_{zz}$ und Widerstandslängsachse. Für $\alpha = 10^\circ$ ergibt sich ein rel. Fehler von ca. 1,5 %.
Dotierungskonzentration $N_R$	Tatsächliche Konzentration viel höher $\rightarrow$ Reduzierung der $\pi$ -Koeffizienten (Empfindlichkeitseinbuße bis zu 50 %)
<b>Zwischenschicht</b>	
E-Modul	$E_{\text{Epoxy}} \ll E_{\text{Si}}$ , $\rightarrow$ Reduzierung der Dehnungsübertragung in das Messelement um etwa 1/3.
Dicke	
<b>Messobjekt</b>	
E-Modul	Rückwirkung des Messelements auf die Biegesteifigkeit des Systems.
Dicke	

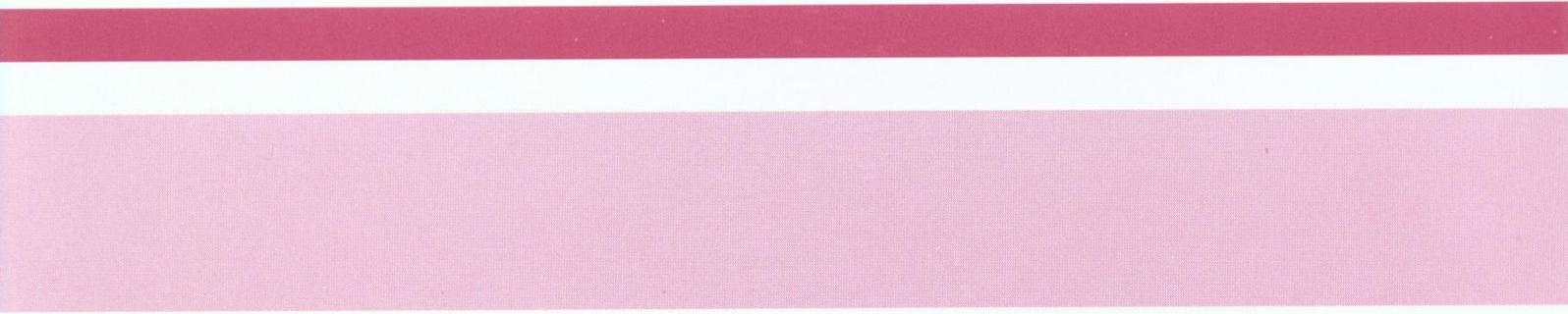
Die quantitative Analyse der Ursachen für die Empfindlichkeitseinbuße ist Gegenstand weiterer Untersuchungen. Im Fokus steht die Analyse der Dehnungsübertragung vom Messobjekt in den Chip abhängig von Geometrie und E-Modul der Zwischenschicht. Experimentell werden heiß- und kalt aushärtende Klebesysteme aber auch niedrig schmelzende Glaslote untersucht. Vorteilhaft bei letzt Genannten ist der um Faktor 30 höhere E-Modul als beim bisher verwendeten Epoxydharz. Im Bereich der Drucksensorik werden gute Ergebnisse mit Glaslot als Zwischenschicht zwischen Stahl und Silizium erzielt. Für die Applizierung von Dehnmesselementen ist dies noch zu verifizieren.

## Danksagung

Die Autoren danken dem Land Hessen für die finanzielle Förderung der hier vorgestellten Forschungsarbeiten. Die Untersuchung strukturintegrierbarer Dehnungssensoren erfolgt im Technologiebereich „Aktoren und Sensoren“ des LOEWE-Zentrums „AdRIA“ im hessischen Forschungsförderprogramm „LOEWE“ (Landes-Offensive zur Entwicklung Wissenschaftlich-ökonomischer Exzellenz).

## Literatur

- [1] Schütze, R.; Goetting, H. C: Adaptive Lightweight CFRP Strut for Active Vibration Damping in Truss Structures, Journal of Intelligent Material Systems and Structures, Vol. 7, No. 4, SAGE Publications, pp. 433-440, 1996
- [2] Okumara, A.: Methods for haptic feedback in teleoperated robot-assisted surgery, Industrial Robot: An International Journal, Volume 31, Number 6, pp. 499–508, Emerald Group Publishing Limited, 2004
- [3] Hottinger Baldwin Messtechnik: <http://www.hbm.com/de/menu-top/effizienz-special/moderner-leichtbau/> (abgerufen am 05.08.2010)
- [4] Stavroulis, S.: Rechnergestützter Entwurf von piezoresistiven Silizium-Drucksensoren mit realem mechanischem Wandler, Dissertation, Technische Universität Darmstadt, Institut EMK, 2004
- [5] Rausch, J.; Werthschützky, R.: Development of Piezoresistive Strain Gauges for Multi-Component Force Measurement in Minimally Invasive Surgery, Proceedings of EuroSensors in Dresden, 2008
- [6] Rohrbach, C.; Czaika, N.: Deutung des Mechanismus des Dehnungsmessstreifens und seiner wichtigsten Eigenschaften an Hand eines Modells, Modell zur Dehnungsübertragung, Materialprüfung, Band 1 (4), pp. 121-156, 1959



**SHAKER  
VERLAG**

ISBN 978-3-8322-9453-3