

M. Welter

Beitrag zur Entwicklung nanoskaliger Kalibriersysteme

Dissertation

Beitrag zur Entwicklung nanoskaliger Kalibriersysteme

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktoringenieur (Dr.-Ing.)

vorgelegt der Fakultät für Maschinenbau

der Technischen Universität Ilmenau

von Dipl.-Ing. Matthias Welter

geboren am 9.9.1975 in Bad Homburg v.d.H.

eingereicht am 25.10.2005, verteidigt am 03.11.2006

Gutachter: Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. G. Jäger, TU Ilmenau
Prof. Dr.-Ing. habil. W. Richter, Condor GmbH Leipzig
Prof. Dr.-Ing. habil. K. Hasche, PTB Braunschweig

urn:nbn:de:gbv:ilm1-2006000153

Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand im Zeitraum Oktober 2000 bis Februar 2004 während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Prozessmess- und Sensortechnik der Technischen Universität Ilmenau.

Ich möchte an dieser Stelle den Herren Prof. Dr.-Ing. habil. Dr. h.c. mult. Prof. e.h. G. Jäger und Prof. Dr.-Ing. habil R. Grünwald für ihre hervorragende Unterstützung und ihren unermüdlichen Einsatz zur Herstellung und Sicherung außerordentlicher sozialer und materieller Arbeitsbedingungen danken.

Weiter danke ich den Herren Dr.-Ing. Eberhard Manske, Dr.-Ing. Tino Hausotte sowie Dr.-Ing. Uwe Gerhardt für die vielen fachlichen Diskussionen, wertvollen Anregungen und konstruktiven Hinweise während meiner Tätigkeit am Institut. Ebenso gilt mein Dank allen Kollegen am Institut, die mich während meiner Tätigkeit und beim Anfertigen der Dissertation unterstützt haben.

Eisenach, Oktober 2005

Matthias Welter



Inhaltsverzeichnis

Abkürzungen und Formelzeichen	1
1 Einführung und Überblick	5
2 Stand der Technik	9
2.1 Einleitung	9
2.2 Kalibrierung von Rastersondenmikroskopen	9
2.3 Konzept eines nanoskaligen Kalibriersystems	12
2.4 Schlussfolgerungen für das Kalibriersystem	16
3 Winkelmessung	19
3.1 Einleitung	19
3.2 Stand der Technik	19
3.2.1 Autokollimationsfernrohre	19
3.2.2 Sinus- und Tangenslineale	22
3.2.3 Winkelmessung durch Auslenkungsdetektion	25
3.2.4 Zusammenfassung und Schlussfolgerung	29
3.3 Entwicklung eines geeigneten Winkelmessverfahrens	30
3.3.1 Einordnung in den Stand der Technik	31
3.3.2 Theoretische Grundlagen des neuen Winkelmessverfahrens	32
3.3.3 Signalauswertung des Winkelsensors und Modulationsverfahren	43
3.4 Zusammenfassung und Schlussfolgerung	47
4 Längenmessung	49
4.1 Einführung	49
4.2 Grundlagen der Signaldemodulation	50

4.3	Linearitätsabweichungen und ihre Kompensation	52
4.3.1	Grenzen bekannter Verfahren	53
4.3.2	Lösungsansatz	54
4.3.3	Eigenschaften der rekursiven Regression	55
4.3.4	Bestimmung von Wichtungsfaktor und Start-/Stopbedingungen der Schätzung	57
4.4	Zusammenfassung und Schlussfolgerung	61
5	Komponenten des Kalibriersystems	63
5.1	Abgrenzung	63
5.2	Positioniereinheit	64
5.2.1	Eigenschaften der Positioniereinheit	64
5.2.2	Baugruppe Bodenplatte	64
5.2.3	Baugruppe Deckplatte	67
5.2.4	Gehäuse	68
5.3	Prüfling	68
5.3.1	Mechanische Kopplung	69
5.3.2	Elektrische und informatische Kopplung	69
5.4	Digitale Signalverarbeitungseinheit	70
5.4.1	Mainboard	71
5.4.2	DSP und Datenaufzeichnung	73
5.4.3	DSP-Firmware	75
5.4.4	A/D- und D/A-Wandlermodule	77
5.4.5	Hardwarechnittstellen zwischen DSP und PC	83
5.5	Externe Verstärker	84
5.5.1	Hochspannungsverstärker für Piezoaktuatoren	84
5.5.2	Fotodiodenverstärker	85
5.6	Umweltmess- und Lasereinheit	86
5.6.1	Umweltparametermessung	86
5.6.2	He-Ne-Laser	86
5.7	PC mit Benutzeroberfläche	88
5.7.1	Probleme und Zielstellung	88
5.7.2	Funktionsumfang und Realisierung	89
5.7.3	Befehlssatz der Benutzeroberfläche	90

5.8	Zusammenfassung	91
6	Praktische Untersuchung des Prototypen und Messergebnisse	93
6.1	Einleitung	93
6.2	Messergebnisse des Winkelmesssystems	93
6.2.1	Messaufbau und Messbedingungen	93
6.2.2	Kennlinien des Winkelmesssystems und Diskussion der Ergebnisse	97
6.2.3	Winkelabweichung des rotatorisch geregelten Positioniersystems	106
6.3	Messergebnisse des Längenmesssystems	108
6.3.1	Nichtlinearität	108
6.3.2	Rauschen	110
6.3.3	Längenregelung	110
6.4	Zusammenfassung	110
7	Kalibrierung mit dem Prototypen des Kalibriersystems	113
7.1	Kalibrierung eines Rastersondenmikroskops	113
7.2	Statische Kalibrierung eines induktiven Tasters	115
7.3	Dynamische Kalibrierung eines induktiven Tasters	116
7.4	Zusammenfassung	118
8	Unsicherheitsbetrachtung	119
8.1	Einleitung	119
8.2	Frequenzstabilität der Laserlichtquelle	119
8.3	Erfassung und Demodulation der Interferometersignale	120
8.4	Winkelmesssysteme	121
8.5	Signalerfassung des Prüflings	121
8.6	Messwertverarbeitung im DSP	122
8.7	Gestaltabweichungen des Messreflektors	122
8.8	Bestimmung der Luftbrechzahl	122
8.8.1	Temperaturmessung	122
8.8.2	Druckmessung	123
8.8.3	Wasserdampfdruckmessung	123
8.8.4	Luftbrechzahl	123
8.9	Thermische Ausdehnung der Anordnung	125
8.10	Mess- und Winkelabweichungen erster und zweiter Ordnung	127

8.11 Zusammenfassung	129
9 Ausblick	131
10 Zusammenfassung	133
A Anhang: Hardwareschnittstellen	137
B Anhang: Befehlssatz und Messkripte	139
B.1 Befehlssatz	139
B.1.1 Gerätesteuerebefehle	139
B.1.2 Systemparametrierung	140
B.1.3 Bewegungsbefehle	141
B.1.4 Datenspeicherungs-funktionen	142
B.1.5 Datenanzeige- und Datenanalysefunktionen	143
B.1.6 Hilfsfunktionen	143
B.1.7 Beispiel für ein Mess- und Kalibrierskript	144
C Anhang: Berechnungen zur Simulation von Eigenschaften der Ellipsen- regression	145
Literaturverzeichnis	151

Abkürzungen und Formelzeichen

A	Amplitude
A/D	<i>Analog-to-Digital</i>
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i> (Analog-Digital-Wandler)
AFM	<i>Atomic Force Microscope</i> (Atomkraftmikroskop)
AKF	Autokollimationsfernrohr
BASIC	<i>Beginners All-Purpose Symbolic Instruction Code</i>
BS	<i>Beamsplitter</i> (nichtpolarisierender Strahlteiler)
BUF	<i>Buffer</i> (Ein-/Ausgangsverstärker, Transimpedanzwandler)
c	<i>forgetting factor</i> (Wichtungsfaktor)
CAMAC	<i>Computer Automated Measurement and Control</i> (Automatisierungs-Bussystem)
CAN	<i>Controller Area Network</i> (Bussystem)
d	Durchmesser
d_{δ}	senkrechter Abstand zwischen Interferenzstreifen
d	Streifenabstand, translatorische Verlagerung
d_F	Fluchtungsabweichung
D/A	<i>Digital-to-Analog</i>
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i> (Digital-Analog-Wandler)
DIN	Deutsches Institut für Normung e.V.
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Digitaler Signalprozessor)
DÜ	Datenübertragung
e, e_0	Regelabweichung, Einheitsvektor
E, \vec{E}	Ebene, Vektor der elektrischen Feldstärke
EISA	<i>Enhanced Industry Standard Architecture</i> (Peripherie-Bussystem)
EPLD	<i>Eraseable Programmable Logic Device</i>

f	Brennweite, Frequenz
FLT	<i>Filter</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transformation</i> (schneller Fourier-Transformation)
FS, \dots_{FS}	<i>Fullscale</i> (voller Aussteuerungsbereich)
G, \dots_g	<i>Gain</i> (Verstärkungsfaktor), Gerade, gemessene Größe, Grenzwert
\dots_{ges}	Gesamt
GPIB	<i>General Purpose Interface Bus</i> (Bus nach IEEE-488)
HPIB	<i>Hewlett-Packard Interface Bus</i> (Bus nach IEEE-488)
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
ISA	<i>Industry Standard Architecture</i> (Peripherie-Bussystem)
ISO	<i>International Standardization Organisation</i>
I	Strom, Intensität
I ² C	<i>Inter-IC Bus</i> (Bussystem)
k, K, \dots_K	Erweiterungsfaktor, Kalibriersystem
k_{IF}	Interferometerfaktor
L	Messstrecke
l_S	Stegbreite einer Quadrantendiode
l_{\dots}	translatorische Bewegung
LC	<i>Liquid Crystal</i> (Flüssigkristall)
LSB	<i>Least Significant Bit</i> (niederwertigstes Bit)
LWL	Lichtwellenleiter
MCA	<i>Microchannel Architecture</i> (Peripherie-Bussystem)
\dots_{Mess}	Messarm, Messstrahl
MFLOPS	<i>Million Floating Point Operations per Second</i>
O	Offset
OEM	<i>Original Equipment Manufacturer</i>
OPV	Operationsverstärker
P, p, p_w	Leistung, Druck, Wasserdampfdruck
PC	<i>Personal Computer</i>
PCI	<i>Peripheral Components Interconnect</i> (Peripherie-Bussystem)
PGA	<i>Programmable Gain Amplifier</i> (programmierbarer Verstärker)
\dots_{pp}	Peak-to-Peak (Spitze-Spitze)
PTB	Physikalisch-Technische Bundesanstalt
\dots_Q	Quadrantendiode

\dots_R	Rastersondenmikroskop
R_{\dots}, R	Reflektor, Spannweite, Wellenfrontradius
\dots_{Ref}	Referenzarm, Referenzstrahl
RSM	Rastersondenmikroskop
s	Standardabweichung, Parametervektor
SBSRAM	<i>Synchronous Burst Static Random Access Memory</i>
SCSI	<i>Small Computer System Interface</i> (Peripherie-Bussystem)
SDRAM	<i>Static Dynamic Random Access Memory</i>
SNOM	<i>Scanning Nearfield Optical Microscope</i> (hochauflösendes optisches Mikroskop)
SPM	<i>Scanning Probe Microscope</i> (Rastersondenmikroskop)
\dots_T	Taster, Tastfrequenz
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver and Transmitter</i> (universeller asynchroner Ein-/Ausgabebaustein)
USB	<i>Universal Serial Bus</i> (Universeller Serieller Bus)
U, u	Spannung, erweiterte Unsicherheit, Standardunsicherheit ($k_{0,6827} = 1$)
v	Geschwindigkeit
VME	<i>Versa Module Eurocard</i> (Bussystem der Automatisierungstechnik)
VXI	<i>VME Extension for Instrumentation</i> (Bussystem der Laborgerätetechnik)
\dots_w	wahre Größe
w_0	Radius der Strahltaile
X, x, \dots_x	Länge, Achsenbezeichnung
Y, y, \dots_y	Länge, Achsenbezeichnung
Z, z, \dots_z	Länge, Achsenbezeichnung
Δ_{\dots}	Differenz, Messabweichung
$\Delta \dots_{max}$	Messbereichsgrenze
$\Delta \dots_{min}$	Auflösung
ΔL_E	Messabweichung durch fehlerhafte Einrichtung
ΔL_F	Messabweichung durch Fluchtungsabweichung
ϕ	Winkel, Neigung der Interferenzstreifen
φ	Phasenwinkel eines fotoelektrischen Signals
λ	Wellenlänge
ϑ	Temperatur
Θ_{\dots}	Winkel zwischen Wellenfronten bzw. Reflektoren

1 Einführung und Überblick

In der Präzisionslängenmesstechnik sind zahlreiche ein- und mehrdimensionale Messprinzipien bekannt, die Auflösungen und Messunsicherheiten im Submikrometerbereich besitzen. Dazu zählen beispielsweise induktive, kapazitive und optische Sensoren, wie Inductosyne und Glasmaßstäbe, aber auch Laser-Interferometer. Diese Sensoren sind in zahlreichen Mikroskopen, wie SNOMs, konfokalen und Weißlichtmikroskopen, sowie den Mikroskopen der Rastersondenverfahren, in Längenmesstastern verschiedener Bauarten und Tastschnittgeräten integriert.

Alle Messsysteme müssen regelmäßig rückführbar kalibriert werden, wenn sie z.B. im Rahmen von Qualitätssicherungsmaßnahmen als Mess- oder Prüfmittel eingesetzt werden sollen. Dies erfordert in der Regel umfangreiche und zeitaufwändige Vergleiche entsprechend nationaler oder internationaler Standards. Zahlreiche Normen legen dazu Prüfmittel und Prüfverfahren fest. Tabelle 1.1 zeigt einige bei verschiedenen Messsystemen anzuwendende Normen und Prüfmittel.

Es ist erkennbar, dass eine Vielzahl von Prüfmitteln notwendig ist, um die einzelnen

Messsystem	Norm / Richtlinie	Prüfmittel
Rastersondenmikroskope	(keine Norm)	Stufen, Stege, Gitter
Längenmesstaster	VDI/VDE/DGQ 2618 Blatt 21	Endmaße
Tastschnittgeräte	ISO 5436-1, ISO 12179	Tiefeneinstellnormale (Typ A), Normal zur Kalibrierung des Zustandes der Tastspitze (Typ B), Rillenabstandsnormale (Typ C), Raunormale (Typ D), Normal zur Messung des Profilkoodinaten-systems (Typ E)

Tabelle 1.1: Verschiedene Messsysteme und geeignete Prüfmittel

Messsysteme zu kalibrieren.

Das Institut für Prozessmess- und Sensortechnik der Technischen Universität Ilmenau beschäftigt sich seit vielen Jahren mit den Grundlagen und der Entwicklung von hochpräzisen Längenmess- und Positioniergeräten. Zur Längenmessung werden hier aufgrund ihrer Eigenschaften bevorzugt Laserinterferometer eingesetzt [Jäg89, JGM90, Jäg90, Jäg93, JMW98, Jäg99]. Sie beruhen auf dem von A. Michelson vorgeschlagenen Zweistrahlinterferometer und sind bei geeigneter Gestaltung kompakt, hochauflösend und leicht auf das staatliche Längennormal rückführbar. Es entstand daher am Institut die Idee, ein neuartiges flexibles, kompaktes Kalibriernormal auf der Grundlage eines Laserinterferometers zu entwickeln. Dieses Normal sollte insbesondere für Rastersondenmikroskope geeignet sein.

Abbildung 1.1 zeigt die Funktionsweise des kompakten Normal am Beispiel eines Ras-

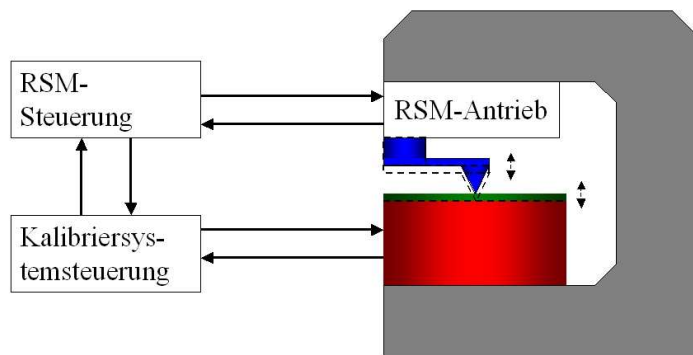


Abb. 1.1: Prinzipielle Funktionsweise des Kalibriersystems mit Positioniereinheit (rot) in einem Rastersondenmikroskop (grau)

tersondenmikroskops. Die Positioniereinheit des Kalibriersystems (rot) wird statt einer Probe in das Mikroskop (grau) eingelegt. Während das Tastsystem des Mikroskops die Oberfläche der Positioniereinheit abtastet, verändert diese ihre Höhe. Die Höhenänderung wird sowohl vom Mikroskop als auch vom Kalibriersystem erfasst. Dabei dient ein in die Positioniereinheit integriertes Laserinterferometer als Normal. Durch einen Vergleich der beiden Höheninformationen können Kalibrierdaten gewonnen werden. Ein solches Normal ist direkt über die Wellenlänge des eingesetzten Laserlichts auf das staatliche Längennormal rückführbar und gestattet zusätzlich die Bestimmung dynamischer Parameter der Messsysteme, was mit den bekannten körperlichen Normalen nicht ohne weiteres möglich ist.

Im Rahmen eines vom Bundesministerium für Bildung und Forschung geförderten Verbundprojektes arbeiteten das Institut für Prozessmess- und Sensortechnik der TU Il-

menau, die Physikalisch-Technische Bundesanstalt in Braunschweig sowie die SIOS Meßtechnik GmbH in Ilmenau an der Schaffung der Grundlagen kompakter nanoskaliger Kalibriersysteme auf der Basis von Laserinterferometern. Während der Arbeiten entstand der Prototyp eines nanoskaligen Kalibriersystems mit einer zunächst $50\text{ mm} \times 60\text{ mm} \times 50\text{ mm}$ großen Positioniereinheit. Die Positioniereinheit konnte anschließend auf $50\text{ mm} \times 50\text{ mm} \times 25\text{ mm}$ verkleinert werden. In der Positioniereinheit kam erstmals ein neu konzipiertes Laserinterferometer zum Einsatz, das sowohl Winkel- als auch Längenmessungen gestattet.

Die vorliegende Dissertation hat zum Ziel, die besonderen Merkmale dieses Interferometers als Kern eines neuartigen Kalibriersystems darzustellen. Ebenso werden die weiteren notwendigen Komponenten des Kalibriersystems beschrieben.

Es wird zunächst in Kapitel 2 der Stand der Kalibriertechnik bei Rastersondenmikroskopen betrachtet, um auf dieser Grundlage die Anforderungen an die notwendigen Komponenten und das Gesamtsystem abzuleiten.

Anschließend werden im Hauptteil der Arbeit in den Kapiteln 3-5 die notwendigen Komponenten zur Winkel- und Längenmessung sowie die weiteren Komponenten, unter anderem die Signalverarbeitungseinheit sowie die Benutzeroberfläche, dargestellt.

Es folgen in Kapitel 6 und 7 Beschreibungen von Messungen sowie Kalibrierungen, mit denen die Leistungsfähigkeit des entwickelten Kalibriersystems demonstriert wurde.

Eine Unsicherheitsbetrachtung des Systems in Kapitel 8 rundet die inhaltlichen Darstellungen ab. Die Dissertation schließt mit dem Ausblick auf weiterführende Untersuchungen sowie einer Zusammenfassung.

2 Stand der Technik

2.1 Einleitung

Ziel dieses Kapitels ist es, zunächst eine kurze Einführung in den Stand der Kalibrier-technik bei hochauflösenden Messgeräten am Beispiel von Rastersondenmikroskopen zu geben. Im zweiten Teil des Kapitels wird, als Alternative zu den gängigen Verfahren, das Konzept eines neuen, universellen Kalibriernormals dargelegt.

2.2 Kalibrierung von Rastersondenmikroskopen

Unter dem Begriff Kalibrieren wird nach DIN 2257 die Erfassung der systematischen Messabweichungen von Messeinrichtungen und Messgeräten verstanden. Dabei ist zu beachten, dass die Kalibrierung unter vorgegebenen Anwendungsbedingungen ohne verändernden Eingriff in die Geräte erfolgt. Ändert sich beispielsweise die Temperatur im Messlabor, so ist nur bei eingehender Kenntnis des Temperaturverhaltens der Messeinrichtung abschätzbar, ob eine neue Kalibrierung erfolgen muss.

Eine wichtige Frage ist die der Festlegung von Kalibrierintervallen. Die Aussagen verschiedener Literaturstellen stimmen darin überein, bei unbekanntem Geräteigenschaften in Intervallen wachsender Länge zu kalibrieren, bis für den Gebrauchszweck unzulässige Abweichungen festgestellt werden [Lin02, Mor97a]. Anschließend kann die Länge des letzten Kalibrierintervalls als Anhaltspunkt für die Planung künftiger Kalibrierungen herangezogen werden. Bei Rastersondenmikroskopen reicht die Spannweite der in der messtechnischen Praxis auftretenden Kalibrierintervalle je nach Einsatzbedingungen von 20 *Minuten* über 24 *Stunden* bis unendlich, das heißt, es wird nie kalibriert. Häufig sind dabei Komplexität und Verfügbarkeit von Normalen die Ursache [McD01]. Nicht kalibrierte Geräte eignen sich jedoch nicht zu metrologischen oder qualitätssichernden Zwecken [Lin02]. In den letzten Jahren durchgeführte Ringversuche unterstreichen die Notwendigkeit stan-

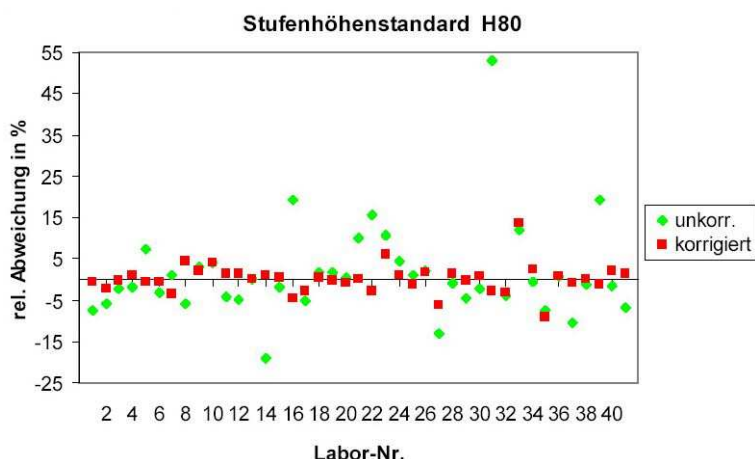


Abb. 2.1: Kalibrierung der Skalierungsfaktoren von Rastersondenmikroskopen nach [Sen02]

dardisierter Z-Achsen-Kalibrierung bei Rastersondenmikroskopen [SKUW01, Sen02]. In Abbildung 2.1 ist das Ergebnis der Vermessung einer nominal 80 nm hohen Stufe durch 40 unabhängige Labore dargestellt. Die ungenügende Übereinstimmung durch falsche oder fehlerhafte Kalibrierung ist erkennbar. Selbst nach Korrektur der Skalierungsfaktoren anhand des 80 nm -Normals fallen bei der Betrachtung der Ergebnisse, im Bild durch rote Quadrate dargestellt, Restabweichungen von bis zu 15 nm auf. Sie deuten auf Unterschiede der Geräte sowie der verwendeten Messverfahren, wie *Contact* und *Non-Contact Mode*, hin und stellen insofern eine aktuell vorhandene technische Grenze dar.

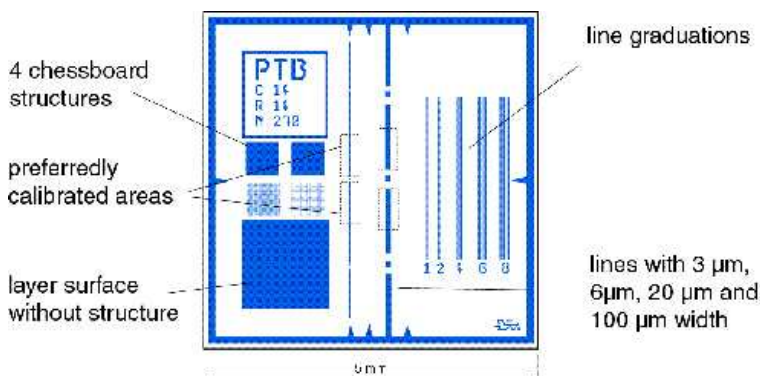


Abb. 2.2: Stufenhöhennormal der PTB

Die Kalibrierung von Rastersondenmikroskopen erfolgt derzeit überwiegend mit körperlichen Normalen, wie den in den Abbildungen 2.2, 2.3 und 2.4 dargestellten Stufenhöhennormalen und Sinusgittern. Es sind nur wenige, speziell umgerüstete Einzelgeräte bekannt, bei denen die Kalibrierung mit Hilfe von nachträglich ein- oder angebauten Laserinterferometern geschieht. Diese Lösungen ermöglichen außerordentlich gute Ergebnisse und im Gegensatz zu körperlichen Normalen variable, große Kalibrierbereiche, sind aber sehr kos-

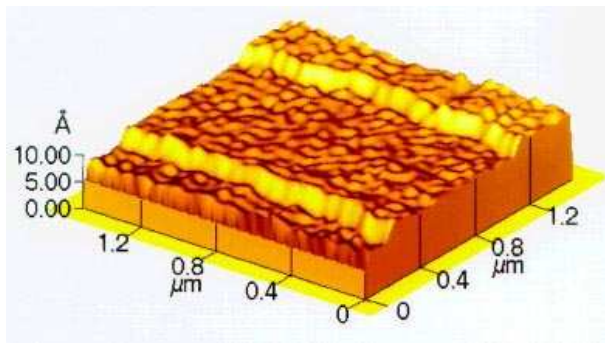


Abb. 2.3: Stufenhöhennormal des NIST

tenintensiv. Solche Geräte finden sich daher vor allem in Staatsinstituten. Nachgewiesen wurden Messunsicherheiten $U = 0,2 \text{ nm}$ ($k = 1$) [B⁺99, FSY⁺95, H⁺00, NIS05].

Körperliche Stufenhöhennormale lassen nur die statische Kalibrierung mit einer bestimmten, festen Stufenhöhe zu. Zudem lassen sich Linearitätsabweichungen nur dann feststellen, wenn mit einem Normal an verschiedenen Punkten innerhalb des Messbereichs kalibriert wird oder Normale verwendet werden, die unterschiedliche Stufenhöhen verkörpern. Andernfalls kann nur eine Kalibrierung des Skalierungsfaktors erfolgen. Daher müssen bereits zur Kalibrierung a-priori-Informationen über die Topographie des später zu untersuchenden Messobjektes vorliegen. Dynamische Eigenschaften, wie die Sprung- oder Impulsantworten der Tast- und Antriebssysteme, lassen sich nur eingeschränkt bestimmen. Einen Überblick über verschiedene Kalibriernormale gibt die PTB in [Phy05g].

Für weiterführende Kalibrierungen, wie zur Rauheitsmessung im Nanometerbereich, werden derzeit erste Normale entwickelt. Dabei wird versucht, Ansätze und Technologien zur

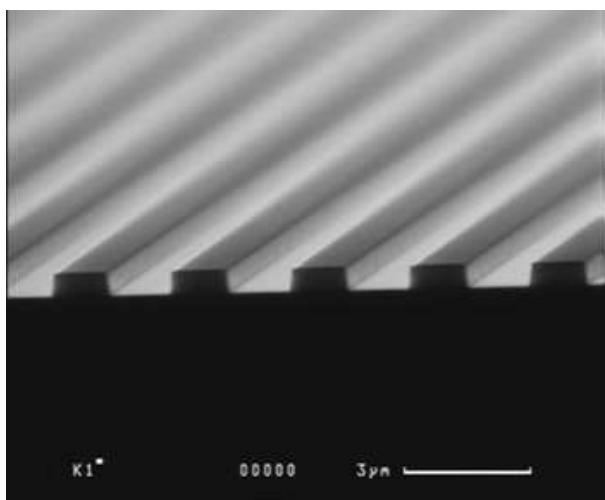


Abb. 2.4: Kommerzielles Stufenhöhennormal (NT-MDT)

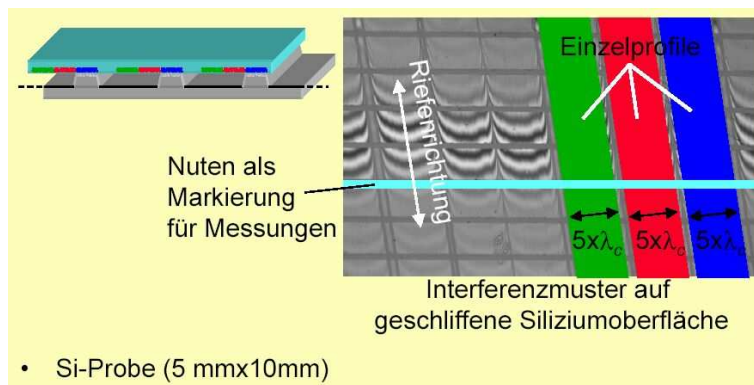


Abb. 2.5: Nanoraunormal aus [K⁺02]

Kalibrierung von Tastschnittgeräten in den Nanometermaßstab zu übertragen. Ein Beispiel für ein solches Normal ist in Abbildung 2.5 dargestellt.

Eine Alternative zur Kalibrierung mittels körperlicher Normale und eingebauter, hochwertiger Systeme bietet sich durch den Einsatz einstellbarer, variabler Normale an. Es wurden bereits zahlreiche derartige Anordnungen vorgestellt. Einige der Systeme sind jedoch nicht direkt rückführbar, da sie auf kapazitiven Sensoren beruhen, wie die von *HAITJEMA et al.* vorgestellten Systeme [Hai96, H⁺98]. Das von *Zhang et al.* beschriebene Gerät basiert auf einem Laserinterferometer, das durch eine temperaturstabilisierte Laserdiode gespeist wird [Z⁺01]. Die Laserdiodeneinheit ist jedoch auf der selben Grundplatte befestigt wie die Positioniereinheit, vgl. Abb. 2.6. Das Gerät ist somit anfällig für wärmebedingte Messabweichungen. Da bereits das Laserinterferometer der Positioniereinheit einen Bauraum von $90 \times 90 \times 70 \text{ mm}^3$ einnimmt, kann die Gesamtgröße des Gerätes mit $\geq 200 \times 200 \times 150 \text{ mm}^3$ abgeschätzt werden. Dies ist für den Einsatz in Rastersondenmikroskopen und viele andere Anwendungsfälle der Nanometrologie zu groß. Auch kommerzielle und nichtkommerzielle Geräte, die ausschließlich zur Kalibrierung von Messtastern entwickelt wurden, wie die der Hersteller Mahr und Helios und das von *WANG* vorgestellte Gerät [Wan03], weisen Bauhöhen von deutlich mehr als 300 mm auf.

2.3 Konzept eines nanoskaligen Kalibriersystems

Die grundsätzlichen, allgemeinen Forderungen an ein nanoskaliges, variables Kalibriersystem für Rastersondenmikroskope, wie es in dieser Arbeit beschrieben wird, sind:

- Präzision: Geringe Messunsicherheit und leichte Rückführbarkeit.

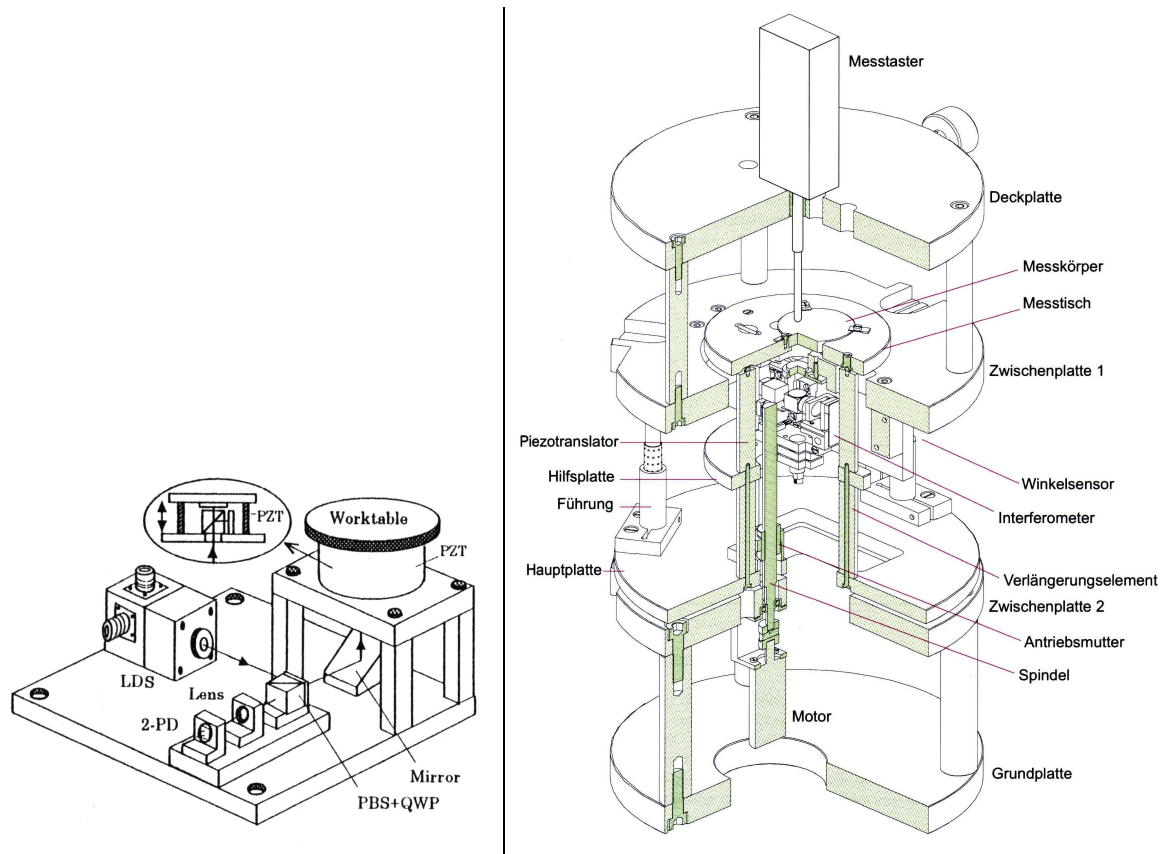


Abb. 2.6: Positioniereinheiten nach ZHANG (links) und WANG (rechts) [Z⁺01, Wan03].

- Kompaktheit: Einsatzmöglichkeit anstatt der bisher eingesetzten Normale.
- Flexibilität: Einfache Gestaltung gewünschter Messregime.

Die speziellen Anforderungen wurden im Rahmen vorausgegangener Arbeiten anhand einer umfangreichen Marktstudie ermittelt, in der alle im Jahr 2000 erhältlichen und von den Herstellern als metrologietauglich eingestuften Rastersondenmikroskope erfasst wurden [Wel00]. Die Ergebnisse sind in Tabelle 2.1 zusammengefasst. Entscheidende Herausforderungen bei der Entwicklung des Systems sind danach Auflösung, Messunsicherheit und Bauraum. Im Vergleich mit dem Stand der Technik, vgl. Kapitel 2.2, kann ausgesagt werden, dass kein derzeit verfügbares System alle gestellten Anforderungen erfüllt.

Aufgrund der Komplexität mehrachsiger Kalibriersysteme und der Anforderungen an die Baugröße wurde im Rahmen der Arbeit zunächst ein Konzept für ein einachsiges Kalibriersystem erstellt und umgesetzt. Abbildung 2.7 zeigt neben dem Konzept des Ge-

Achse	X	Y	Z
Mess- und Stellbereich	$\geq 100 \mu m$	$\geq 100 \mu m$	$\geq 10 \mu m$
Auflösung Messsystem, absolut	$\leq 0,1 nm$	$\leq 0,1 nm$	$\leq 0,1 nm$
Auflösung Messsystem, relativ	$\leq 10^{-6}$	$\leq 10^{-6}$	$\leq 10^{-5}$
Auflösung Antriebssystem, absolut	$\leq 0,01 nm$	$\leq 0,01 nm$	$\leq 0,01 nm$
Auflösung Antriebssystem, relativ	$\leq 10^{-7}$	$\leq 10^{-7}$	$\leq 10^{-6}$
Messunsicherheit absolut	$\leq 1 nm$	$\leq 1 nm$	$\leq 1 nm$
Messunsicherheit relativ	$\leq 10^{-5}$	$\leq 10^{-5}$	$\leq 10^{-4}$
Verschiebegeschwindigkeit	$\geq 1 mm s^{-1}$	$\geq 1 mm s^{-1}$	$\geq 1 mm s^{-1}$
Baugröße	$\leq 50 mm$	$\leq 50 mm$	$\leq 25 mm$

Tabelle 2.1: Notwendige Eigenschaften des Kalibriersystems

samtsystems die dort rot dargestellte Positioniereinheit als 3D-Modell. Man erkennt die notwendigen Komponenten des Gesamtsystems und der Positioniereinheit:

- Längen- und Winkelmesseinrichtung in Form des Interferometers
- Führungs- und Antriebselemente
- Steuerung: elektrische, elektronische und informatische Signalverarbeitung

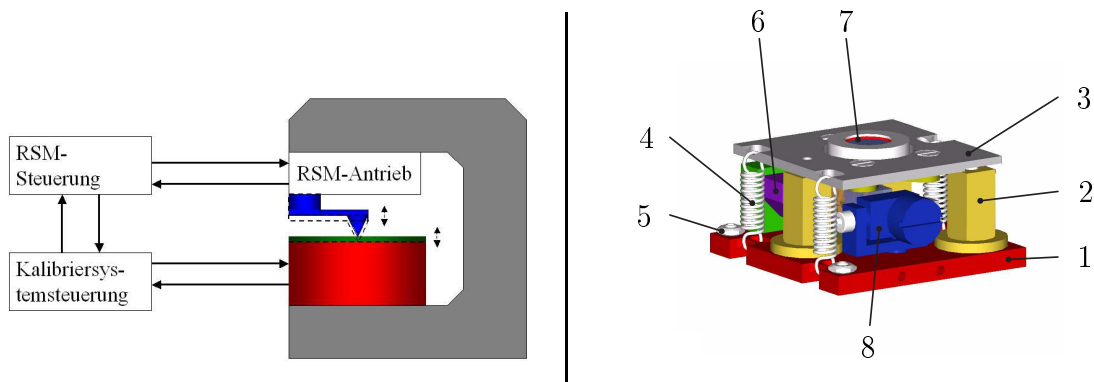


Abb. 2.7: Darstellung des Kalibriersystems. Links: Positioniereinheit in Mikroskop eingesetzt. Rechts: realisierte Positioniereinheit, bestehend aus: 1 Grundplatte, 2 Antriebselemente, 3 Deckplatte, 4 Spannelemente, 5 Justierelemente, 6 Kollimatoreinheit, 7 Referenzspiegel, 8 Messspiegelhalter.

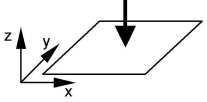
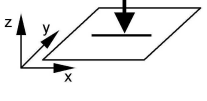
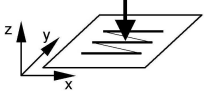
Prüflings- Scanart	Kalibratorbewegung		
	statisch	quasistatisch	dynamisch
<p>Punkt</p>  <p>→ Messtaster, Tastschnittgeräte, RSM</p>	<p>PRO:</p> <ul style="list-style-type: none"> - schneller Scanvorgang, dadurch kaum Drift (Scandauer $\ll 1$ s) <p>CONTRA:</p> <ul style="list-style-type: none"> - nur zeitliche, keine örtliche Mittelwertbildung möglich - Oberflächenfehler gehen in Unsicherheit ein - nur statische Messabweichungen des RSM kalibrierbar 	<p>PRO:</p> <ul style="list-style-type: none"> - Simulation einer Stufe mit Rücksprung ermöglicht zuverlässigere Ermittlung der Reproduzierbarkeit <p>CONTRA:</p> <ul style="list-style-type: none"> - Unsicherheit: siehe statische Kalibrierung 	<p>PRO:</p> <ul style="list-style-type: none"> - Ermittlung dynamischer Effekte in Z-Antriebs- und Messsystem möglich <p>CONTRA:</p> <ul style="list-style-type: none"> - Unsicherheit: siehe statische Kalibrierung
<p>Linie</p>  <p>→ Tastschnittgeräte, RSM</p>	<p>PRO:</p> <ul style="list-style-type: none"> - Scanvorgang langsamer als bei Punktscan (Scandauer bei 1 Hz Zeilenfrequenz ca. 1 s) - Oberflächenfehler wirken sich geringer aus als bei Punktscan, da örtliche Mittelung möglich <p>CONTRA:</p> <ul style="list-style-type: none"> - Synchronisation durch Line-Signal erforderlich 	<p>PRO:</p> <ul style="list-style-type: none"> - Ersatz für klassischen Linienscan mit Steg (PTB) - Auswertung analog dieses klassischen Linienscans durch Mittelung, Verfahren ist bekannt <p>CONTRA:</p> <ul style="list-style-type: none"> - Synchronisation durch Line-Signal erforderlich 	<p>CONTRA:</p> <ul style="list-style-type: none"> - Schwankungen der RSM-Geschwindigkeit gehen in Unsicherheit ein - Ermittlung von RSM-Teilungsfehlern innerhalb des Messbereichs in nur einem Kalibriervorgang möglich - Synchronisation schwierig (Line-Signal)
<p>Fläche</p>  <p>→ nur RSM</p>	<p>PRO:</p> <ul style="list-style-type: none"> - Oberflächenfehler können weitgehend unterdrückt werden, dadurch hohe statistische Sicherheit der Antastung <p>CONTRA:</p> <ul style="list-style-type: none"> - starke Drift durch thermische Einflüsse - Synchronisation durch Frame-Signal erforderlich 	<p>PRO:</p> <ul style="list-style-type: none"> - Vor- und Nachteile wie bei statischem Verfahren <p>CONTRA:</p> <ul style="list-style-type: none"> - Vor- und Nachteile wie bei statischem Verfahren - Synchronisation durch Line- und Frame-Signal erforderlich 	<p>CONTRA:</p> <ul style="list-style-type: none"> - Keine neue Aussage / Gewinn gegenüber dynamischem Linienscan, wenn dort im gesamten Y-Bereich gesannt wird - durch lange Scandauer nicht sinnvoll

Tabelle 2.2: Kalibrierstrategien: Eigenschaften, Vor- und Nachteile

Zur Ermittlung geeigneter Kalibrierstrategien und Kalibrierregime wurde gemeinsam mit der PTB auf der Grundlage existierender körperlicher Kalibrierstandards und der in der PTB angewendeten Verfahren eine Übersicht von Kalibrierstrategien erarbeitet, die den Anforderungen an Kalibrierungen mit einem einachsigen Kalibriersystem gerecht werden. Eigenschaften, Vor- und Nachteile werden in der auf Seite 15 dargestellten Tabelle 2.2 erläutert. Es wird deutlich, dass je nach erforderlicher Kalibrierstrategie unterschiedliche Anforderungen an das Kalibriersystem und dessen Steuerung gestellt werden. Daher muss als Zielstellung für die Steuerung und die Benutzerschnittstelle besonders das Merkmal Flexibilität herausgestellt werden.

2.4 Schlussfolgerungen für das Kalibriersystem

Das Kalibriersystem soll nanoskalig, variabel und kompakt sein. Es muss höchstauflösende Antriebs- und Messsysteme sowie ein geeignetes Steuerungssystem enthalten.

Das Prinzip des Kalibriersystems soll auf dem Vergleich von zwei Längenmesssystemen, dem des Normal und dem des Prüflings, beruhen. Die von *ABBE* in [Abb90] beschriebene fluchtende Anordnung von Prüfling und Normal zur Verringerung von Messabweichungen kann zwar in der Praxis weitgehend, aber nicht vollständig realisiert werden. Ein geringer Versatz zwischen den Messachsen ist in der Praxis nicht auszuschließen. In

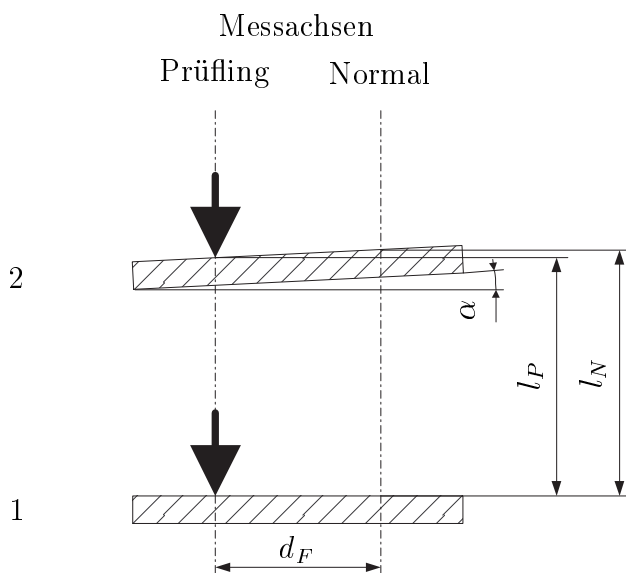


Abb. 2.8: Vergleich von zwei Längenmesssystemen unter dem Einfluss von Führungs- und Fluchtungsabweichungen [Wel00]

[Wel00] wurde abgeschätzt, dass bei einem Versatz $d_F = 1 \text{ mm}$ und einer Winkelände-

zung $\Delta\Theta = 1 \text{ arcsec}$ der angetasteten Fläche bereits eine Messabweichung erster Ordnung $\Delta L_F \approx 5 \text{ nm}$ auftritt, vgl. Abbildung 2.8. Da aufgrund der geforderten Baugröße die Integration von Präzisionsführungen nicht möglich ist, ist es daher unbedingt notwendig, Winkeländerungen zu erfassen und zu kompensieren. In das System ist also ein geeignetes Winkelmess- und Regelsystem zu integrieren.

Die Entscheidung zugunsten eines Laserinterferometers als Messsystem erklärt sich aus der geforderten leichten Rückführbarkeit. Gleichzeitig muss das System eine geringe Messunsicherheit aufweisen. Laserinterferometer weisen jedoch üblicherweise periodische Nichtlinearitäten auf, die ihren Einsatz entsprechend der geforderten Messunsicherheit ausschließen. Es sind daher besondere Maßnahmen hinsichtlich der Signalauswertung notwendig, um die geforderte Messunsicherheit zu erreichen.

Das System soll variabel, also sowohl kompakt als auch leicht an unterschiedliche Messaufgaben anzupassen sein. Die Steuerung soll daher möglichst offen sein und dem Benutzer die Realisierung von spezifischen Messregimen ermöglichen. Es sind sowohl universelle Schnittstellen als auch eine leicht erlernbare, flexible Benutzeroberfläche zur Verfügung zu stellen.

Die entsprechenden resultierenden Komponenten des Kalibriersystems werden in den folgenden Kapiteln dieser Arbeit im Einzelnen eingehend betrachtet.

3 Winkelmessung

3.1 Einleitung

In diesem Kapitel wird zunächst ein Überblick über Winkelmesssysteme gegeben werden, um die Notwendigkeit der Entwicklung eines neuen, geeigneten Messverfahrens bzw. Messsystems für ein kompaktes Kalibriersystem zu begründen. Teilkreise werden nicht behandelt, da sie aufgrund ihrer Baugröße nicht für den Einsatz in kompakten Systemen infrage kommen.

Anschließend werden neben dem Prinzip eines neuen Verfahrens dessen theoretische Eigenschaften sowie experimentell ermittelte Messergebnisse dargelegt.

3.2 Stand der Technik

3.2.1 Autokollimationsfernrohre

3.2.1.1 Funktionsprinzip

Das Grundprinzip aller Autokollimationsfernrohre (AKF) beruht auf der Überführung von rotatorischen Verlagerungen eines Messobjektes in entfernungsunabhängige, translatorische Verlagerungen eines Lichtstrahls mittels geeigneter optischer Abbildungen.



Abb. 3.1: Autokollimationsfernrohr „Elcomat Vario 90“ der Fa. Möller-Wedel Optical GmbH, Wedel [Moe05]

Bei kommerziellen Geräten werden dazu Fadenkreuze, Punkte oder zwei orthogonal zueinander angeordnete Linien unterschiedlicher Farbe in der Brennebene eines sammelnden Systems angeordnet. Es erfolgt eine Abbildung ins Unendliche. Das entstehende parallele Bündel wird auf das Messobjekt gerichtet und von dort, gegebenenfalls unter einem Winkel, zurück in die abbildende Optik reflektiert. Das Bündel durchläuft nun das sammelnde System erneut. Rotatorische Verlagerungen des Messobjektes um den Winkel Θ führen zu einer translatorischen Verlagerung d des Bildes in der Brennebene um

$$d(\Theta) = f \cdot \tan 2\Theta. \quad (3.1)$$

Die Brennweite des sammelnden Systems f hat entscheidenden Einfluss auf die erreichbare Auflösung und Unsicherheit des Autokollimationsfernrohres. Durch Auswertung des Bildes mittels einer optischen Ablesehilfe, mittels CCD-Kreuzsensoren oder durch dichroitische Strahlteilung in Verbindung mit zwei CCD-Liniensensoren ist eine zweiachsige Winkelmessung möglich.

Da die erreichbare Auflösung $\Delta\Theta_{min}$ sowohl von der Auflösung der Ableseeinheit Δd_{min} als auch von der Brennweite f bestimmt wird,

$$\Delta\Theta_{min} = \frac{1}{2} \arctan \frac{\Delta d_{min}}{f}, \quad (3.2)$$

sollte einerseits die Auflösung der Auswerteeinheit möglichst hoch sein, andererseits ist auf eine möglichst große Brennweite zu achten.

3.2.1.2 Einsatzmöglichkeiten verfügbarer AKF

Die Brennweite bestimmt direkt die Eigenschaften eines AKF-Systems. So ist beim AKF „Elcomat Vario 90“ der Fa. Möller-Wedel Optical GmbH nach Abbildung 3.1 mit einer Brennweite $f = 90 \text{ mm}$ eine Auflösung von bis zu $\Delta\Theta_{min} = 0,005 \text{ arcsec}$ möglich, die Reproduzierbarkeit beträgt bereits $0,4 \text{ arcsec}$, die Unsicherheit $u_{\Theta} = 3 \text{ arcsec}$. Der Messbereich Θ_{max} kann, je nach Entfernung des Messobjektes, mehrere 1000 arcsec betragen.

Geräte mit besserer Reproduzierbarkeit weisen wesentlich größere Brennweiten auf. Beispielsweise zeichnet sich das „Elcomat Vario 500“ bei $f = 500 \text{ mm}$ Brennweite durch eine Reproduzierbarkeit von $0,05 \text{ arcsec}$ bei einer Unsicherheit von $u_{\Theta} = 0,4 \text{ arcsec}$ aus. Diese Geräte sind jedoch aufgrund ihrer brennweitenbedingten Baugröße für den Einsatz in kompakten Kalibriersystemen ungeeignet.

Mit Achromaten wesentlich kleinerer Brennweite ist das Autokollimationsfernrohr des In-



Abb. 3.2: Autokollimationsfernrohr der TU Ilmenau/IPMS, eingesetzt in Nanopositionier- und Nanomessmaschine [Hau02, Sch01]

stitutes PMS der TU Ilmenau ausgerüstet [Sch01]. Es wird in der am Institut entwickelten „Nanopositionier- und Nanomessmaschine“ eingesetzt, siehe Abbildung 3.2.

Bei $f = 40 \text{ mm}$ wird im Messbereich $\Theta_{max} = \pm 10 \text{ arcsec}$ ein lineares Ausgangssignal mit einer Auflösung $\Delta\Theta_{min} < 0,1 \text{ arcsec}$ bei einer Unsicherheit von $u_{\Theta} = 0,8 \text{ arcsec}$ erreicht. Die Auswertung der Strahlverlagerung erfolgt mittels einer Quadrantendiode. HAUSOTTE legt in [Hau02, S. 50ff.] dar, dass die Stegbreite der Quadrantendiode das Signal-/Rauschverhältnis begrenzt, da das Austrittsfenster der verwendeten Strahlquelle, einer Laserdiode, eine Größe von $0,3 \mu\text{m} \times 1,0 \mu\text{m}$ aufweist. Bei einer Stegbreite der Quadrantendiode von $5 \mu\text{m}$ ist letztlich nur durch Beugungserscheinungen ein größeres Bild und damit ein um den Nullpunkt annähernd linearer Verlauf der Kennlinie zu erklären. Der größte Teil der Lichtleistung verbleibt ungenutzt im Steg. Bereits die Unsicherheit von $u_{\Theta} = 0,8 \text{ arcsec}$ ist jedoch für das Kalibriersystem nicht ausreichend.

3.2.1.3 Schlussfolgerung für den Einsatz von AKF

Zur Verkleinerung der AKF zum Einsatz in kompakten Kalibriersystemen müsste die Brennweite auf weniger als 25 mm verringert werden, was entsprechend Gleichung 3.2 zu einer geringeren Auflösung und damit zu einer größeren Unsicherheit führen würde. Durch die Verwendung einer ausgedehnten Lichtquelle sowie einer entsprechend größeren Quadrantendiode kann eine bessere Signalqualität erreicht werden, jedoch vergrößert sich wiederum der Bauraum. Daher sind AKF aufgrund der brennweitenbedingten Baugröße zum Einsatz in dem konzipierten kompakten Kalibriersystem ungeeignet.

3.2.2 Sinus- und Tangenslineale

3.2.2.1 Funktionsprinzip

Lassen sich Längenmesssysteme an zwei verschiedenen, um den Abstand d versetzten Stellen an einem Messobjekt anbringen, so können rotatorische Lageänderungen des Messobjekts auf eine translatorische Differenzmessung abgebildet werden. Man erhält dadurch Sinus- bzw. Tangenslineale.

Der Einsatz von Dehnungsmessstreifen, kapazitiven, piezoresistiven oder induktiven Sensoren ist üblich. Zahlreiche Veröffentlichungen belegen zudem die Tauglichkeit insbesondere interferenzoptischer Sensoren für solche Differenz- und damit Winkelmessungen. In den folgenden Abschnitten sollen daher die Eigenschaften sowohl nicht interferenzoptischer als auch interferenzoptischer Verfahren betrachtet werden.

3.2.2.2 Nicht-interferenzoptische Verfahren

Der Bauraum soll in dem hier zu entwickelnden kompakten Kalibriersystem auf $50\text{ mm} \times 50\text{ mm} \times 25\text{ mm}$ begrenzt sein. Bei einem Dreibein-Antriebssystem stehen daher etwa 40 mm Aktuator-Abstand zur Verfügung. Die geforderte Winkelauflösung von $0,1\text{ arcsec}$ führt zu einer notwendigen Wegauflösung der Sensoren von $19,4\text{ nm}$. Dies entspricht bei den notwendigen $10\text{ }\mu\text{m}$ Maximalhub in der z -Achse einer relativen Auflösung von $1,9 \cdot 10^{-3}$ und stellt weder hohe Anforderungen an die Sensoren noch an die Auswertelektronik.

Wenn der Bauraum den Einsatz von fertigen Sensor-/Aktorsystemen, wie der Serie P-841.10 von Physik Instrumente GmbH & Co. KG [Phy05d], zulässt, sollte auf diese Variante der zweiachsigen Winkelmessung und -regelung zurückgegriffen werden. Solche Sensor-/Aktorsysteme sind einfach zu integrieren und mit hohen Grenzfrequenzen $f_G \gg 100\text{ Hz}$ zu betreiben.

Ungekapselte, kompakte OEM-Aktuatoren sind jedoch nicht mit eingebauten Sensoren ausgestattet. Der nachträgliche Anbau von Sensoren an die Aktuatoren und der Einsatz von externen, nicht in die Aktoren integrierten Sensoren, wie kapazitiven oder induktiven Sensoren, ist aufwendig und kommt aufgrund des notwendigen zusätzlichen Bauraumes nicht infrage. Es muss daher auf andere Winkelmessverfahren zurückgegriffen werden. Nachteil der beschriebenen nicht-interferenzoptischen Verfahren ist demnach in erster Linie der große Bauraumbedarf.

3.2.2.3 Interferenzoptische Verfahren

Die folgende Liste gibt einen Überblick über Entwicklungen interferometrischer Sinus- und Tangenslineale sowie weiterer Winkelmessverfahren auf der Grundlage des interferenzoptischen Effektes.

- 1963: Einachsiges Winkelmessgerät nach *ROHLIN* auf der Basis eines Tripelprismeninterferometers mit Teiler- und Kompensationsplatte. Nutzung eines Hebels zur Umsetzung von Rotation in Translation des Messarmes. Orthogonale Strahlführung in Mess- und Referenzarm. Auflösung $\Delta\Theta_{min} \leq 0,1 \text{ arcsec}$ bei Hebelarmlänge 300 mm [Roh63].
- 1964: Einachsiges Winkelmessgerät auf der Basis eines Tripelprismeninterferometers. Parallele Strahlführung und Nutzung der gegenläufigen Bewegung der gekoppelten Mess- und Referenzreflektoren zur Auflösungserhöhung. $\Theta_{max} = 30^\circ$, $u_\Theta = 0,2 \text{ arcsec}$, vgl. *MARZOLF* [Mar64].
- 1970: Einachsiges Winkelmessgerät auf der Basis eines Shearing-Interferometers. Messung mittels Drehung einer planparallelen Platte nach *MALACARA* und *HARRIS* [MH70].
- 1971: Winkelmessgerät auf der Basis eines Tripelprismeninterferometers, bestehend aus zwei Teilerwürfel-Interferometern mit faseroptischer Beleuchtung, faseroptischer Abtastung sowie rechnergestützter Signalverarbeitung. Einsatz in Spektrometer. $u_\Theta = 0,005 \text{ arcsec}$, vgl. *BIRD* [Bir71].
- 1974: Winkelmessgerät auf der Basis eines Retroreflektor-Interferometers mit Auflösungserhöhung durch Mehrfachstrahldurchlauf, eindimensional nach *CHAPMAN* [Cha74]. $\Theta_{max} = 3^\circ$, $u_\Theta = 0,16 \text{ arcsec}$.
- 1975: Winkelmessgerät auf der Basis eines durch Kombination prismatischer Glaskörper glaswegsymmetrischen Interferometers, eindimensional, vgl. *LEDGER* [Led75].
- 1976: Einachsiges Winkelmessgerät von *DORENWENDT* auf der Basis eines durch den Einsatz eines Kösters-Prismas streng symmetrischen Interferometers. $\Theta_{max} = \pm 35^\circ$ $u_\Theta \leq 0,3 \text{ arcsec}$ [DG76].

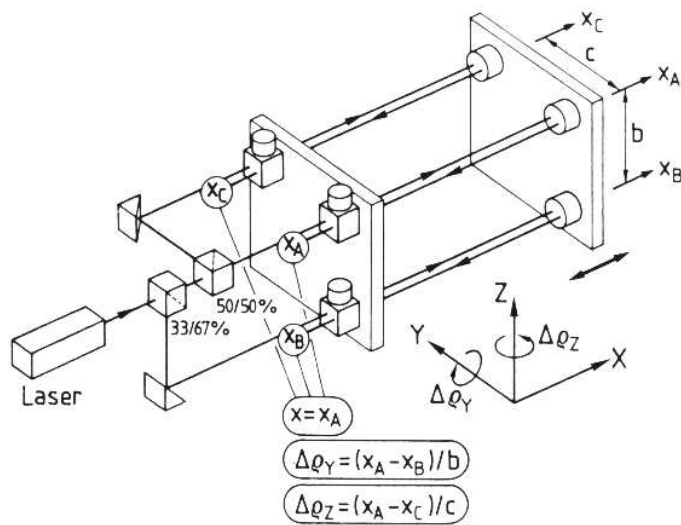


Abb. 3.3: Anordnung aus [Sch85, S. 57] zur gleichzeitigen Längen- und Winkelmessung

- 1977: Einachsiges Winkelmessgerät auf der Basis eines Interferometerbausatzes von Hewlett-Packard. $\Theta_{max} = 60 \text{ arcsec}$ $u_{\Theta} = 0,2 \text{ arcsec}$, vgl. *MINTROP* und *DEBLER* [MD77].
- 1985: Polarisationsoptisches zweiachsiges Winkelmessgerät auf der Basis doppelbrechenden Materials. $\Theta_{max} = \pm 600 \text{ arcsec}$ $u_{\Theta} \geq 0,1 \text{ arcsec}$ nach NIAY et al. [NBL85].
- 1987: Polarisationsoptisches einachsiges Winkelmessgerät zur dynamischen Winkelmessung, basierend auf drehendem Planspiegel. $\Theta_{max} = 1,3^{\circ}$, Auflösung $\Delta\Theta_{min} \geq 2 \text{ arcsec}$, vgl. *WEGNER* und *HORSTMANN* [WH87].
- 1989: Polarisationsoptisches zweiachsiges Interferometer zur Messung translatorischer und rotatorischer Verlagerungen nach *BAETZ* und *HOLZAPFEL*. $\Theta_{max} = 1^{\circ}$, Linearität $\leq 0,02\% \hat{=} 0,72 \text{ arcsec}$ [BH89].

Es wird deutlich, dass seit mehr als 40 Jahren Untersuchungen an und mit interferenzoptischen Winkelsensoren durchgeführt werden. Die erzielten Messbereiche, Auflösungen und Unsicherheiten deuten auf die ausgezeichnete Tauglichkeit interferometrischer Verfahren für Präzisionswinkelmessungen hin. Nicht erwähnt sind in dieser Reihe kommerziell erhältliche, meist als Baukastensystem ausgelegte interferenzoptische Anordnungen der Hersteller

- Agilent Technologies, Inc., USA
- Renishaw, England

- SIOS Meßtechnik GmbH, Deutschland
- Zygo Corp., USA

und anderer. Die in Bild 3.3 dargestellte Anordnung zur gleichzeitigen Messung von Position, Nick- und Gierwinkel aus [Sch85, S. 57] stellt beispielhaft eine typische Kombination von Baukasten-Interferometern der Hersteller *AGILENT*, *RENISHAW* und *ZYGO* zur Realisierung der Messaufgabe dar. Baukastensysteme sind jedoch aufgrund der Größe der Elemente zum Einsatz in kompakten Kalibriersystemen ungeeignet.

WANG et al. schlagen ein abgewandeltes Verfahren auf der Basis eines kippinvarianten, polarisationsoptischen Planspiegelinterferometers vor, welches Änderungen der Amplituden der Fotoempfänger-Ausgangssignale auf Winkeländerungen des Messreflektors zurückführt [W⁺01]. Gegen den Einsatz des Verfahrens spricht jedoch die große Messunsicherheit von 2 arcsec .

3.2.2.4 Schlussfolgerung

Die bislang in diesem Kapitel vorgestellten Systeme und Anordnungen weisen außerordentlich gute messtechnische Eigenschaften auf. Aufgrund der Vielzahl der notwendigen Bauelemente und des daraus resultierenden Bauraumes sind sie jedoch für den Einsatz in kompakten Kalibriersystemen ungeeignet. Es muss daher nach einen anderen Verfahren gesucht werden.

3.2.3 Winkelmessung durch Auslenkungsdetektion

3.2.3.1 Funktionsprinzip

Eine hochauflösende Winkelmessung ist möglich, indem die Richtung des von einem Messobjekt reflektierten Messtrahls direkt ausgewertet wird. Das sammelnde System des Autokollimationsfernrohres entfällt, wodurch Bauraum eingespart wird. Es muss jedoch auf die beim AKF-Prinzip vorhandene Entfernungsunabhängigkeit der Winkelmessung verzichtet werden.

3.2.3.2 Diskussion des Prinzips

Ein entsprechendes System haben unter anderem *FRANCINI et al.* in [FMTBB87] vorgeschlagen, ähnliche Systeme werden seit vielen Jahren als Auslenkungsdetektoren in Raster-

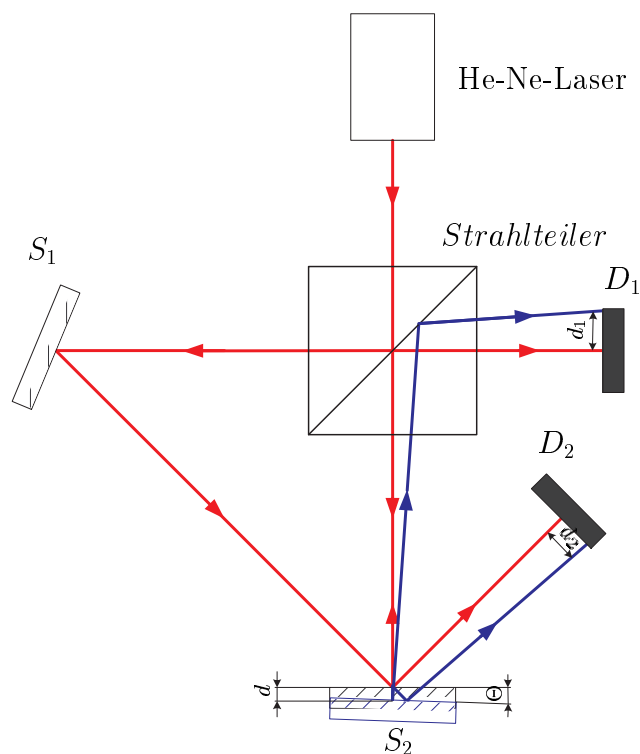


Abb. 3.4: Lageerfassung eines Spiegels nach [FMTBB87]

sondenmikroskopen eingesetzt. Das in Abbildung 3.4 dargestellte System zur Erkennung translatorischer und rotatorischer Verlagerungen beruht auf der Auslenkung eines Laserstrahls auf zwei Quadrantendioden. Zur Winkelerfassung und -Regelung im Kalibriersystem ist die Entfernungsabhängigkeit jedoch unbedeutend, da eine Nullpunktregelung bei Translationen $l_z \leq 10 \mu\text{m}$ erfolgen soll. Das System weist eine Empfindlichkeit von etwa $18 \text{ arcsec}/V$ auf, die Auflösung ist daher abhängig vom verwendeten A/D-Wandler und kann unter $\Delta\Theta_{\min} \leq 0,01 \text{ arcsec}$ betragen. Die Unsicherheit ihres Systems ist von *FRANCINI et al.* nicht ermittelt worden. Aufgrund der prinzipiellen Eignung des Verfahrens soll an dieser Stelle eine theoretische Betrachtung seiner messtechnischen Eigenschaften anhand Abb. 3.4 erfolgen, um die Einsatzmöglichkeiten in kompakten Kalibriersystemen zu untersuchen.

Als Strahlquelle des Systems in Abb. 3.4 sei ein auf $w_0 = 1,5 \text{ mm}$ aufgeweiteter Laserstrahl eingesetzt. Die Kippung des Messspiegels S_2 führt zu einer Auswanderung des Strahls auf der Quadrantendiode D_1 . Für die Strecke d_1 gilt Gl. 3.1, die Brennweite f ist lediglich durch den Abstand zwischen Messspiegel und Quadrantendiode zu ersetzen. Er wird im Kalibriersystem etwa 15 mm betragen.

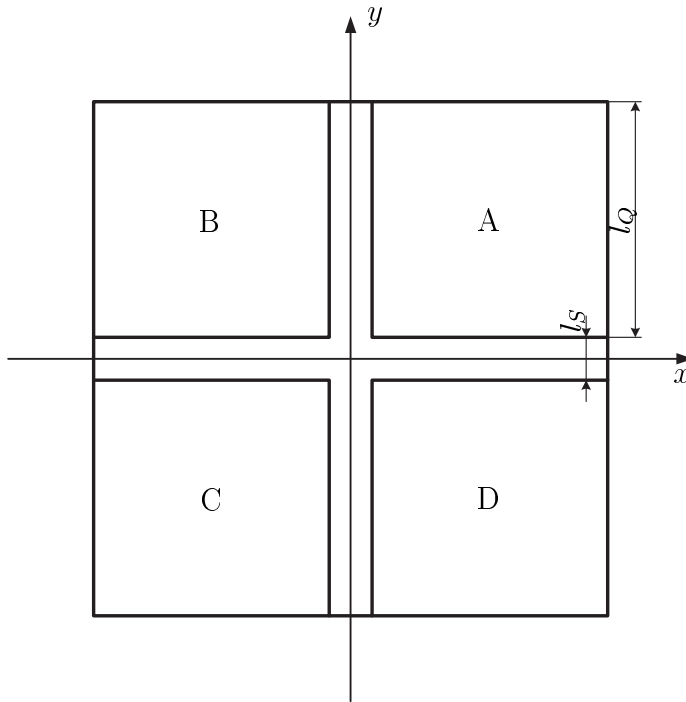


Abb. 3.5: typische Feldanordnung einer Quadrantendiode. Die Stegbreite l_s reduziert die effektive Empfängerfläche auf l_Q^2

Die Signale der vier Elemente einer Quadrantendiode können berechnet werden, wenn für die Intensitätsverteilung des Laserstrahls ein gaußförmiges Profil angenommen wird. Der Laserstrahl soll sich entlang der z -Achse ausbreiten. Der Ort maximaler Intensität ist $O_f(x = 0, y = 0)$. Die an einem beliebigen Ort $O(x, y)$ vorhandene Intensität des Laserstrahls ergibt sich dann nach [Sch87] zu

$$I(x, y) = I_0 \cdot e^{-\frac{2 \cdot (x^2 + y^2)}{w_0^2}}, \quad (3.3)$$

die in einem rechteckigen Bereich x_1, y_1 x_2, y_2 auftreffende Leistung zu

$$P(x_1, y_1, x_2, y_2) = P_{ges} \cdot \frac{2}{\pi w_0^2} \cdot \int_{x_1}^{x_2} e^{-\frac{2x^2}{w_0^2}} dx \cdot \int_{y_1}^{y_2} e^{-\frac{2y^2}{w_0^2}} dy. \quad (3.4)$$

Die auf die Quadranten A bis D auftreffende Leistung $P_{A..D}$ lässt sich, unter Berücksichtigung der Stegbreite l_s und der Kantenlänge der Quadranten l_Q entsprechend Abb. 3.5 und der durch die Messbewegung auftretenden relativen Verlagerung zwischen Laserstrahl und Quadrantendiode d_x bzw. d_y folgendermaßen berechnen:

$$P_A(d_x, d_y) = P \left(\frac{l_S}{2} - d_x, \frac{l_S}{2} - d_y, (l_Q + \frac{l_S}{2}) - d_x, (l_Q + \frac{l_S}{2}) - d_y \right) \quad (3.5)$$

$$P_B(d_x, d_y) = P \left((-l_Q - \frac{l_S}{2}) - d_x, \frac{l_S}{2} - d_y, -\frac{l_S}{2} - d_x, (l_Q + \frac{l_S}{2}) - d_y \right) \quad (3.6)$$

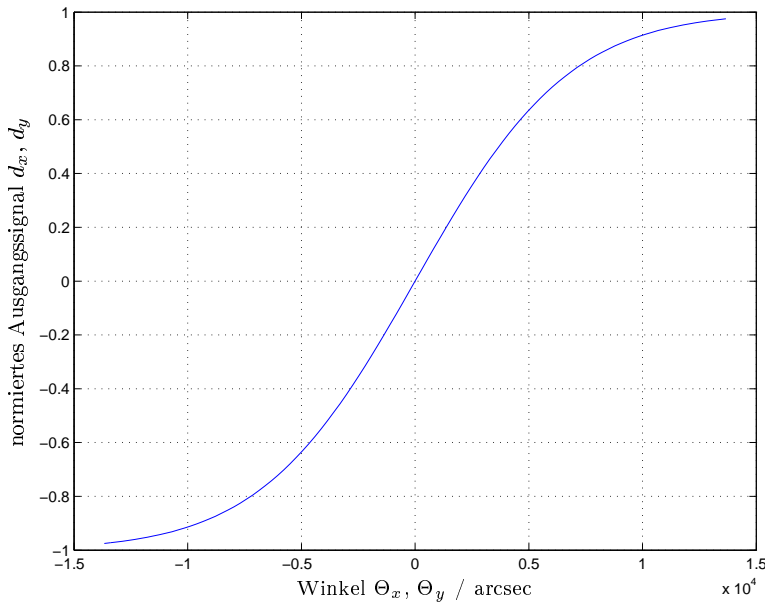


Abb. 3.6: Kennlinie der Quadrantendiode Hamamatsu S4349 bei Beleuchtung mittels Gaußstrahl. Auslenkung durch Winkeländerung entspr. Gl. 3.4 bis 3.10

$$P_C(d_x, d_y) = P \left(\left(-l_Q - \frac{l_S}{2}\right) - d_x, \left(-l_Q - \frac{l_S}{2}\right) - d_y, -\frac{l_S}{2} - d_x, -\frac{l_S}{2} - d_y \right) \quad (3.7)$$

$$P_D(d_x, d_y) = P \left(\frac{l_S}{2} - d_x, \left(-l_Q - \frac{l_S}{2}\right) - d_y, \left(l_Q + \frac{l_S}{2}\right) - d_x, -\frac{l_S}{2} - d_y \right) \quad (3.8)$$

Die Strahlverlagerungen d_x und d_y erhält man durch Anwenden der folgenden Beziehungen:

$$d_x = \frac{P_A(d_x, d_y) + P_D(d_x, d_y) - (P_B(d_x, d_y) + P_C(d_x, d_y))}{P_A(d_x, d_y) + P_B(d_x, d_y) + P_C(d_x, d_y) + P_D(d_x, d_y)} \quad (3.9)$$

$$d_y = \frac{P_A(d_x, d_y) + P_B(d_x, d_y) - (P_C(d_x, d_y) + P_D(d_x, d_y))}{P_A(d_x, d_y) + P_B(d_x, d_y) + P_C(d_x, d_y) + P_D(d_x, d_y)} \quad (3.10)$$

Es ergibt sich für die eingangs angenommene Strahltaile $w_0 = 1,5 \text{ mm}$ und den Abstand zwischen Messspiegel und S_2 für die Quadrantendiode Hamamatsu S4349 die in Abb. 3.6 dargestellte theoretische Kennlinie.

Die Kennlinien sind in einem weiten Bereich von etwa $\pm 3600 \text{ arcsec}$ um den Ursprung annähernd linear. Bei geeigneter Abstimmung der Fotostromverstärker und der A/D-Wandler auf den Messbereich lässt sich leicht eine Auflösung von $\Delta\Theta_{min} \ll 0,1 \text{ arcsec}$ erreichen.

Beschränkt man sich auf einen Messbereich von $\Theta_{max} = \pm 600 \text{ arcsec}$ um den Nullpunkt, so betragen die Linearitätsabweichungen weniger als 0,1%. Bei entsprechend kleineren Messbereichen verringern sich die Abweichungen weiter. Das System ist daher prinzipiell aufgrund seiner messtechnischen Eigenschaften für den Einsatz in kompakten Kalibriersystemen geeignet.

3.2.3.3 Kombination von Interferometer und Auslenkungsdetektion

Aufgrund des beschränkten Bauraums kann in kompakten Kalibriersystemen nicht gleichzeitig ein Längen- und ein separates Winkelmesssystem nach dem Prinzip der Auslenkungsdetektion integriert werden. Der dazu notwendige Einbau von zwei entsprechenden Beleuchtungs- und Abtasteinrichtungen ist nicht ohne weiteres möglich.

Bei Kombination der Auslenkungsdetektion mit einem Interferometer wird eine gleichzeitige Längen- und Winkelmessung mit nur einem Sensor möglich. Es wird dann nur eine Beleuchtungseinrichtung benötigt. Um in einem solchen Sensor die entstehenden Längen- und Winkelsignale zu trennen, können u.a. folgende Verfahren eingesetzt werden:

- Chopper-Betrieb
→ Abschattung des Referenzstrahls im Interferometer, um mit der Abtasteinheit nur bei Bedarf die Auslenkungsinformation zu erfassen
- Polarisationsoptischer Aufbau des Interferometers
→ Trennung von Weg- und Winkelinformation aus Mess- und Referenzarm bzw. Messarm über polarisationsoptische Bauelemente unter Einsatz von zwei Abtasteinrichtungen

Nachteilig ist bei beiden Verfahren der große Bauteileaufwand sowie die von einem mechanischen Chopper erzeugten Vibrationen. Eine optische bzw. fotoelektrische Auswerteinrichtung der polarisationsoptischen Variante benötigt gegenüber einem reinen Längenmesssystem einen zusätzlichen Strahlteiler und eine zusätzliche Fotoempfangereinheit bzw. eine Quadrantendiode. Der Einsatz der beschriebenen Auslenkungsdetektion zur Winkelmessung wird daher nicht weiter erwogen.

3.2.4 Zusammenfassung und Schlussfolgerung

In den vorangegangenen Abschnitten wurden die Messprinzipien von

- Autokollimationsfernrohren,
- Sinus- und Tangenslinealen
- sowie des Verfahrens der Auslenkungsdetektion

beschrieben. Es ist herauszustellen, dass alle beschriebenen Verfahren den geforderten messtechnischen Anforderungen des konzipierten kompakten Kalibriersystems genügen.

Diese Verfahren repräsentieren die zur Verfügung stehenden und in der Literatur beschriebenen Winkelmessverfahren¹. Da jedoch der Bauraum den Einsatz der beschriebenen Systeme nicht zulässt, muss folglich ein neues, geeignetes Verfahren entwickelt werden.

3.3 Entwicklung eines geeigneten Winkelmessverfahrens

Es wurde in den vorangegangenen Abschnitten deutlich gemacht, dass der Hauptnachteil der vorhandenen Winkelmessverfahren der Bauteil- und Bauraumbedarf ist.

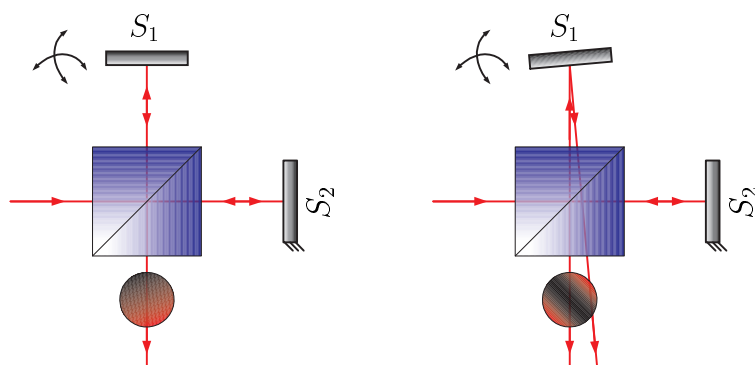


Abb. 3.7: Grundprinzip des interferometrischen Winkelsensors: Einfluss der Kippung von Spiegel S_1 auf das Interferenzbild.

Für das Kalibriersystem soll als Längenmesssystem ein Laserinterferometer eingesetzt werden. Ansatzpunkt im Rahmen dieser Arbeit war, einen in der Regel störenden Effekt interferometrischer Längenmessgeräte bewusst zur Messung von Winkeln nutzen: Die Abhängigkeit von Interferenzstreifenabstand und -neigung vom Winkel zwischen den interferierenden Teilstrahlen eines Interferometers, vgl. Abbildung 3.7. Das Interferenzbild enthält neben der Information über den Gangunterschied der Teilstrahlen Informationen über die Winkel zwischen den Wellenfronten und damit über die Winkel zwischen den Reflektoren. Die Kenntnis geeigneter Parameter des Interferenzbildes würde daher den Rückschluss auf diese Winkel und somit deren Messung und Regelung gestatten.

Im Rahmen dieser Arbeit wurden die theoretischen Grundlagen des neuen Winkelmesssystems geschaffen. Anschließend erfolgte anhand eines entsprechend aufgebauten Interferometers die Untersuchung der messtechnischen Eigenschaften.

¹Lehren, Libellen, Winkelendmaße usf. werden hier bewusst nicht beschrieben. Sie eignen sich aus prinzipiellen Erwägungen nicht für den Einsatz im konzipierten Kalibriersystem.

In den folgenden Abschnitten werden nach einer Einordnung des Systems in den Stand der Technik die theoretischen Grundlagen, durchgeführte Untersuchungen sowie gewonnene praktische Erfahrungen beschrieben.

3.3.1 Einordnung in den Stand der Technik

Seit mehr als 50 Jahren werden Interferenzstreifenbilder als Auswertgrundlage genutzt, um mit ihrer Hilfe Winkelendmaße zu kalibrieren.

Das Verfahren, das *BRUCE* und *CUNINGHAME* bereits 1950 in [BC50] und 1952 in [BC52] beschrieben, basiert auf der Nutzung eines Fizeau-Interferenzkomparators. Zur Kalibrierung eines Winkelendmaßes wird dieses auf eine Grundplatte aufgesprengt. Anschließend werden die Anzahlen n_1, n_2 der Streifen auf einer bestimmten Strecke x auf der Grundplatte und dem Winkelendmaß auftretender Interferenzstreifen bestimmt. Für kleine Winkel Θ_1 zwischen der Referenzplatte und der Grundplatte bzw. Θ_2 zwischen der Referenzplatte und der Messfläche ist $\tan \Theta \approx \Theta$, und damit gilt

$$\Theta_{1,2} = \frac{n_{1,2} \cdot \lambda}{2x}. \quad (3.11)$$

Der Winkel des Prüflings Θ ergibt sich aus der Winkeldifferenz

$$\Theta = \Theta_2 - \Theta_1 = \frac{\lambda}{2x} \cdot (n_2 - n_1). \quad (3.12)$$

Während einerseits der begrenzte Messbereich $\Theta_{max} \approx 1'$ des Verfahrens beschrieben wird, zeigen die Versuchsreihen andererseits die hohe Auflösung und die geringe Unsicherheit des Verfahrens. *BRUCE* und *CUNINGHAME* verwendeten zur Auswertung Fotografien der Interferenzbilder in Verbindung mit Strichmaßstäben und gaben eine Auswerteunsicherheit u_Θ von weniger als $0,5 \text{ arcsec}$ bis $0,1 \text{ arcsec}$ an.

DÜHMKE griff das Verfahren auf [Düh55], verwendete jedoch den in der PTB vorhandenen *KÖSTERS*'schen Parallelendmaßkomparator in *MICHELSON*-Anordnung. In [DF64] beschrieb er mit Hilfe einer zusätzlichen Messeinrichtung durchgeführte Untersuchungen und bestätigte, ebenso wie *LOTMAR* in [Lot63], die von *BRUCE* und *CUNINGHAME* angegebene Messunsicherheit.

DORENWENDT analysierte in [Dor71] die von *DÜHMKE* sowie *BRUCE* und *CUNINGHAME* angegebenen Messabweichungen bei durch Ansprengen entstandenen Winkelendmaßkombinationen. Er wies insbesondere auf den Einfluss von Oberflächenabweichungen auf die Messunsicherheit hin.

Neben *WANG et al.*, vgl. Abschnitt 3.2.2 ab S. 22, sowie *GE* und *TAKEDA* untersuchten in neuerer Zeit *SASAKI et al.* Winkelmesssysteme zur zweidimensionalen Winkelmessung auf Basis des beschriebenen Effektes [GT02, STS03].

Das von *SASAKI et al.* vorgeschlagene Verfahren ist aufgrund des genutzten Phasenregelkreises für gleichzeitige translatorische Positionierungen ungeeignet, sofern diese nicht nur an Punkten im Abstand von $\frac{\lambda}{2}$ geschehen sollen. Beachtung verdient indes die Nutzung eines Teleskops in Verbindung mit einem Strahlteiler zur Realisierung eines großen Messbereichs bei gleichzeitig hoher Auflösung.

GE und *TAKEDA* beziehen sich auf Flächeninterferometer und die in der Flächeninterferometrie genutzten Auswerteverfahren, wie Phasenschiebung und *FFT*, auf der Basis flächenhafter Bildsensoren.

3.3.2 Theoretische Grundlagen des neuen Winkelmessverfahrens

3.3.2.1 Lageparameter des Interferenzbildes

In der Literatur wird zur Berechnung des Interferenzstreifenabstandes in der Regel eine zweidimensionale Betrachtung des Interferenz- bzw. *Moiré*-Effektes in der x,z-Ebene vorgenommen [B⁺92, Don93, Dur70].

Man erhält nach Abbildung 3.8 für den senkrechten Abstand $d_\delta = d_{\delta_{x,z}}$ zwischen benachbarten Interferenzstreifen unter der Annahme identischer Wellenlängen in Mess- und Referenzarm den Zusammenhang

$$d_\delta = \frac{\lambda}{2 \cdot \sin\left(\frac{\Theta}{2}\right)}. \quad (3.13)$$

Der zugrunde gelegte dihedrale Winkel Θ setzt sich aus den beiden Winkeln Θ_x und Θ_y , die der Messstrahl mit der x- bzw. y-Achse einschließt, zusammen. Eine Aufspaltung von Θ in diese Winkel, und damit eine Messung beider Winkel nach Gleichung 3.13, ist ohne Kenntnis der Streifenneigung nicht möglich. Es muss daher eine im Vergleich zu den in der Literatur dargelegten Betrachtungen eine komplexere Analyse im dreidimensionalen Raum erfolgen.

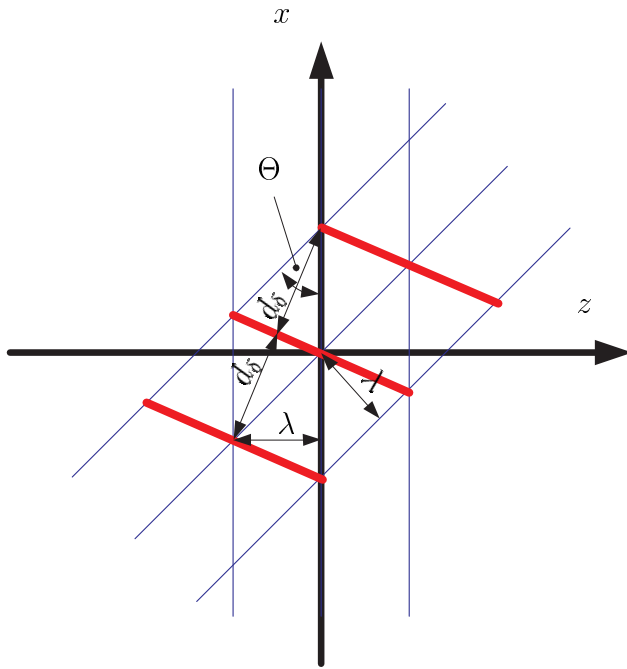


Abb. 3.8: Moiré-Effekt zur Verdeutlichung der Verhältnisse bei der Überlagerung von Wellenfronten, Entstehung von Interferenzstreifen in der x,z -Ebene. Ordnungsabstand $d_\delta = d_{\delta_{x,z}}$ bzw. $d_{\delta_x} = d_{\delta_{x,y}}$ durch Projektion von d_δ in die senkrecht zur Tafelenebene stehende x,y -Ebene und die x -Achse.

3.3.2.2 Räumliche Ableitung der Lageparameter des Interferenzbildes

Zur Ableitung des räumlichen Zusammenhangs zwischen Streifenabstand, -neigung und des Winkels zwischen den Wellenfronten bzw. der Spiegelkipfung eignet sich eine vektorielle Beschreibung der interferierenden Strahlen.

Der in dieser Arbeit verfolgte Ansatz geht von der Annahme planarer Wellenfronten aus. Es sei hier eine kurze Abschätzung zur hinreichenden Begründung der Rechtmäßigkeit dieser Annahme vorgenommen. Mit den von *KOGELNIK* in [K⁺60] vorgestellten und von *TSCHIRNICH* in [Tsc76] aufgegriffenen Gleichungen ist die Bestimmung der auftretenden Krümmungsradien möglich.

$$R(z) = z \cdot \left[1 + \left(\frac{f^2 \cdot \lambda}{z \cdot \pi w_0^2} \right)^2 \right] \quad (3.14)$$

Bei Einsatz von Lichtwellenleitern mit einem Kernradius von $w_0 = 1,9 \mu m$ in Verbindung mit einer Kollimatorbrennweite von $f = 15 mm$ ergibt sich innerhalb eines Abstands von $|z| \leq 75 mm$ um die bildseitige Brennweite, also den Ort der Strahltaile, gemäß Gleichung 3.14 ein Krümmungsradius der Wellenfronten von $R(z) \geq 2100 m$. Größere Abstände zum Brennpunkt als $|z| = 75 mm$ werden in gut justierten, kompakten Kalibriersystemen kaum auftreten. Krümmungsradien in der Größenordnung von mehreren Kilometern lassen sich

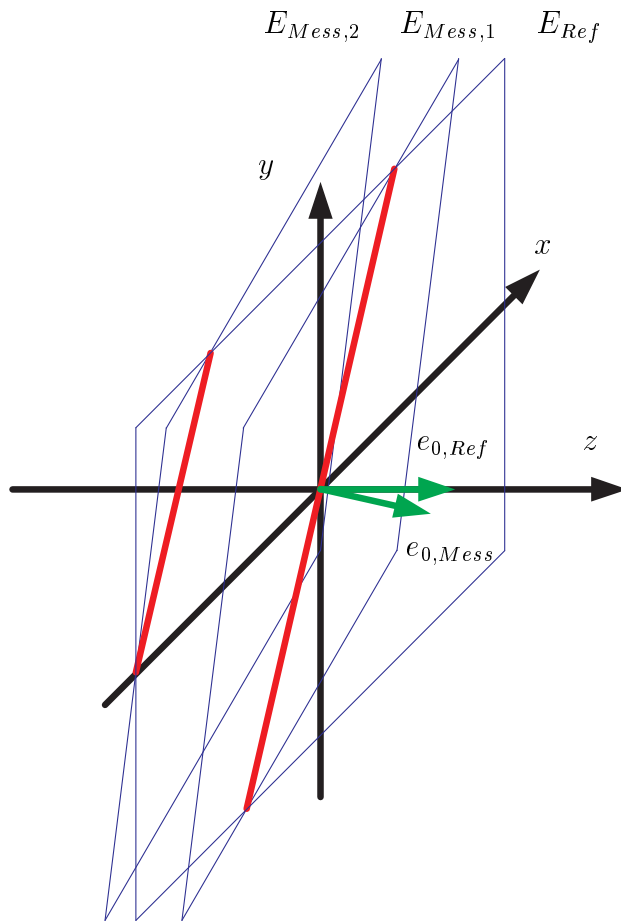


Abb. 3.9: Überlagerung von drei Wellenfronten, Entstehung von Interferenzstreifen

in sehr guter Näherung als unendlich betrachten, daher ist die Annahme ebener Wellenfronten gerechtfertigt.

Der eingangs beschriebene Streifenabstand d_δ soll im folgenden mit $d_{\delta_{x,z}}$ bezeichnet werden, da er in der x,z -Ebene definiert ist. Bild 3.9 zeigt die Mess- und Referenzwellenfronten, während die Darstellungen 3.10 und 3.11 die Winkel Θ_x und Θ_y definieren.

Für die elektrische Feldstärke \vec{E} der beiden Teilstrahlen, bzw. Teilwellen, gilt:

$$\vec{E}_{Ref}(\vec{r},t) = \vec{a}(\vec{r}) \cdot e^{[\vec{k}_{Ref} \cdot \vec{r} - \omega \cdot t]} \quad (3.15)$$

sowie

$$\vec{E}_{Mess}(\vec{r},t) = \vec{a}(\vec{r}) \cdot e^{[\vec{k}_{Mess} \cdot \vec{r} - \omega \cdot t - \Phi_0]}. \quad (3.16)$$

Die Phasenverschiebung Φ_0 entsteht durch die unterschiedlichen optischen Weglängen in Mess- und Referenzarm.

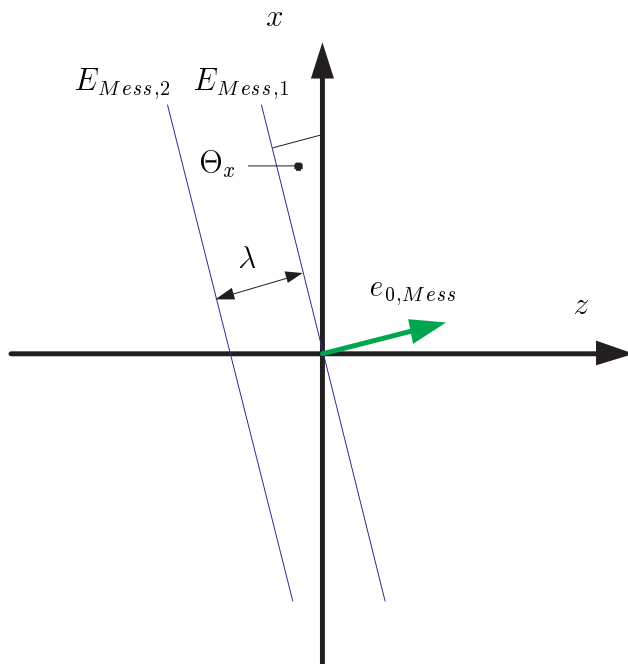


Abb. 3.10: Darstellung der Messwellenfronten (Isophasen) als Schnitt von Darstellung 3.9 in der (x,z)-Ebene. Definition des Winkels Θ_x

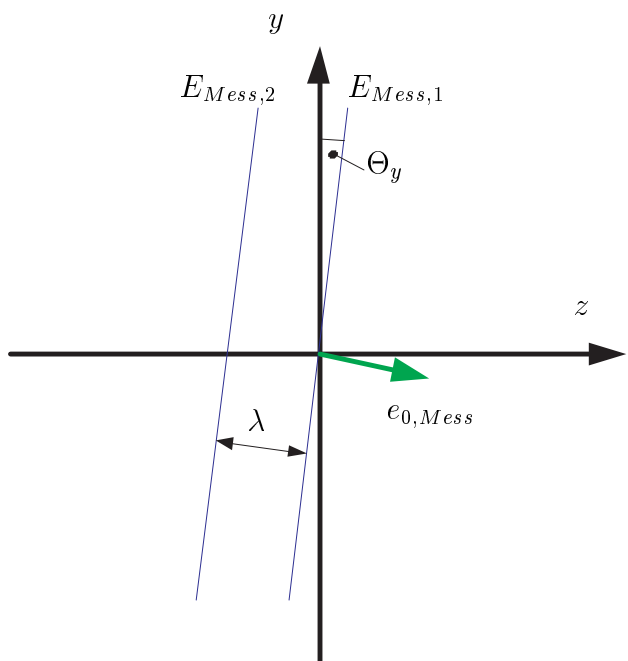


Abb. 3.11: Darstellung der Messwellenfronten (Isophasen) als Schnitt von Darstellung 3.9 in der (y,z)-Ebene. Definition des Winkels Θ_y

Die Einheitsvektoren $\vec{e}_{0,Ref}$ und $\vec{e}_{0,Mess}$ in Gl. 3.15 und 3.16,

$$\vec{k}_{Ref} = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \vec{e}_{0,Ref} \quad (3.17)$$

sowie

$$\vec{k}_{Mess} = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \vec{e}_{0,Mess}, \quad (3.18)$$

beschreiben die Ausbreitungsrichtungen der Teilstrahlen $\vec{E}_{Ref}(\vec{r},t)$ und $\vec{E}_{Mess}(\vec{r},t)$. Für $\vec{e}_{0,Ref}$ wird Parallelität zur z-Achse festgelegt, während die Richtung von $\vec{e}_{0,Mess}$ durch die Winkel Θ_x und Θ_y bestimmt sein soll, vgl. Abb. 3.9 bis 3.11:

$$\vec{e}_{0,Ref} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (3.19)$$

$$\vec{e}_{0,Mess} = \begin{pmatrix} \sin \Theta_x \\ \sin \Theta_y \\ \sqrt{1 - \sin^2 \Theta_x - \sin^2 \Theta_y} \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

Definiert man nun mittels der Einheitsvektoren $\vec{e}_{0,Ref}$ und $\vec{e}_{0,Mess}$ die Wellenfronten E_{Ref} und $E_{Mess,1}$ dergestalt, dass diese den Ursprung enthalten:

$$E_{Ref} : \vec{e}_{0,Ref} \cdot \left(\vec{r} - \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \right) \quad (3.21)$$

und

$$E_{Mess,1} : \vec{e}_{0,Mess} \cdot \left(\vec{r} - \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \right) \quad (3.22)$$

und eine dritte, parallel zu $E_{Mess,1}$ im senkrechten Abstand von λ verlaufende, Wellenfront $E_{Mess,2}$:

$$E_{Mess,2} : \vec{e}_{0,Mess} \cdot \left(\vec{r} - \lambda \cdot \begin{pmatrix} \sin \Theta_x \\ \sin \Theta_y \\ \sqrt{1 - \sin^2 \Theta_x - \sin^2 \Theta_y} \end{pmatrix} \right), \quad (3.23)$$

so ist anschließend eine einfache Ermittlung der Lageparameter des Interferenzbildes möglich.

Die Bestimmung der Schnittgeraden G_1 zwischen den Ebenen E_{Ref} und $E_{Mess,1}$ ergibt:

$$G_1 : \vec{g}_1 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} + t \cdot (\vec{e}_{0,Ref} \times \vec{e}_{0,Mess}) \quad (3.24)$$

und somit

$$G_1 : \vec{g}_1 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} + t \cdot \begin{pmatrix} \sin \Theta_x \\ \sin \Theta_y \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (3.25)$$

Analog bestimmt sich die Schnittgerade G_2 zwischen den Ebenen E_{Ref} und $E_{Mess,2}$ zu

$$G_2 : \vec{g}_2 = \begin{pmatrix} \frac{\lambda}{\sin \Theta_x} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} + t \cdot \begin{pmatrix} \sin \Theta_x \\ \sin \Theta_y \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (3.26)$$

Die Darstellung von G_2 kann äquivalent durch

$$G_2 : \vec{g}_2 = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{\lambda}{\sin \Theta_y} \\ 0 \end{pmatrix} + t \cdot \begin{pmatrix} \sin \Theta_x \\ \sin \Theta_y \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.27)$$

erfolgen.

In der x,y-Ebene ($z \equiv 0$), in der die Interferenzstreifen ausgewertet werden, entsteht für Θ_x, Θ_y das in Abbildung 3.12 gezeigte Bild.

Damit folgt:

$$d_{\delta_{x,y}} = x_0 \cdot \sin \phi = \frac{\lambda}{\sin \Theta_x} \cdot \sin \phi \quad (3.28)$$

und

$$d_{\delta_{x,y}} = y_0 \cdot \cos \phi = \frac{\lambda}{\sin \Theta_y} \cdot \cos \phi \quad (3.29)$$

mit

$$\phi = \arctan \frac{y_0}{x_0} = \arctan \frac{\sin \Theta_x}{\sin \Theta_y}. \quad (3.30)$$

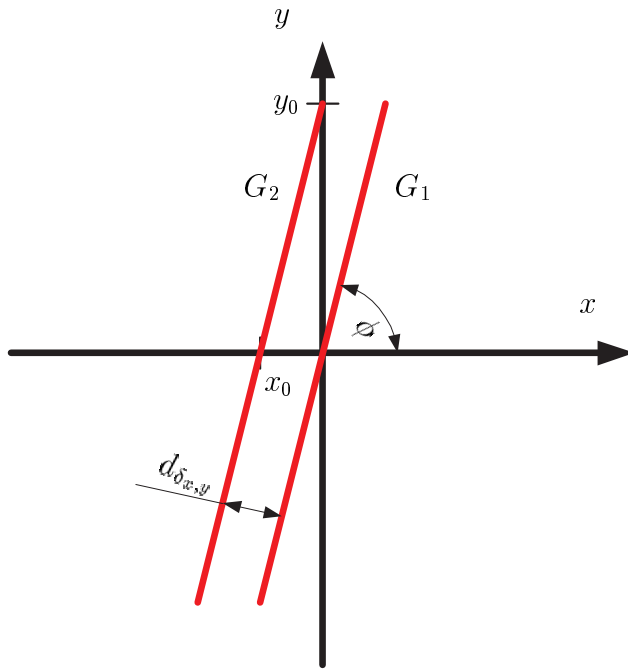


Abb. 3.12: Darstellung zur Veranschaulichung der Lageparameter $d_{\delta_{x,y}}$ und ϕ des Interferenzbildes, das sich durch Überlagerung von E_{Ref} , $E_{Mess,1}$ und $E_{Mess,2}$ ergibt.

Es ergibt sich nur scheinbar ein Widerspruch zur Darstellung von $d_{\delta} = d_{\delta_{x,y}}$ nach Gleichung 3.13. Der Ordnungsabstand d_{δ} wird dort als senkrechter Abstand zwischen benachbarten Interferenzstreifen betrachtet, während sich die Gleichungen 3.28 und 3.29 auf die Projektion von $d_{\delta_{x,z}}$ auf die x-Achse, d_{δ_x} , beziehen. Aus Darstellung 3.8 lässt sich ableiten:

$$\cos \frac{\Theta}{2} = \frac{d_{\delta_{x,z}}}{d_{\delta_{x,y}}}. \quad (3.31)$$

Durch Umstellen von Gl. 3.31 nach $d_{\delta_{x,z}}$ und Einsetzen in 3.13 lässt sich schreiben:

$$d_{\delta_{x,y}} = \frac{\lambda}{2 \cdot \sin \frac{\Theta}{2} \cdot \cos \frac{\Theta}{2}}. \quad (3.32)$$

Diese Gleichung kann nach [Göh90, S. 47] zu

$$d_{\delta_{x,y}} = \frac{\lambda}{\sin \Theta} \quad (3.33)$$

umgeformt werden. Setzt man nun in Gleichung 3.28

$$\Theta_y = 0,$$

so lässt sich Θ_x in Θ überführen, die Gleichungen 3.28 und 3.13 sind also identisch.

Zur Bestimmung der Winkel Θ_x und Θ_y aus den Lageparametern des Interferenzbildes

δ' und ϕ sind schließlich die aus den Gleichungen 3.28-3.30 folgenden Umkehrfunktionen geeignet:

$$\Theta_x = \arcsin\left(\frac{\lambda}{d_{\delta_{x,y}}} \cdot \sin \phi\right) \quad (3.34)$$

und

$$\Theta_y = \arcsin\left(\frac{\lambda}{d_{\delta_{x,y}}} \cdot \cos \phi\right) \quad (3.35)$$

3.3.2.3 Lageparameter und Abtastung des Interferenzbildes

Nachdem die Zusammenhänge zwischen den Winkeln zwischen den interferierenden Strahlen, und damit der Spiegelkipfung, und den Lageparametern des Interferenzbildes abgeleitet worden sind, ist im nächsten Schritt die Betrachtung der Abtasteinrichtung notwendig.

Die Abtastung von Interferenzbildern in streifenzählenden Interferometern erfolgt meist mittels zweier Fotoempfänger¹. Sie werden im Interferenzbild derart angeordnet, dass zwischen ihnen ein Abstand von $\frac{d_{\delta_{x,y}}}{4}$, also $\Delta\varphi = \frac{\pi}{2}$, besteht. Mit Hilfe der erzeugten Quadratursignale ist eine einfache Ermittlung der Streifenversetzung möglich, die durch translatorische Bewegung der Interferometerspiegel entsteht.

Erst durch den Einsatz mindestens eines zusätzlichen Empfängers, der nicht in einer geraden Linie mit den ersten beiden angeordnet sein darf, ist die vollständige Ermittlung der Lageparameter des Interferenzbildes sowie der Streifenversetzung möglich. Bild 3.13 stellt die Situation bei Abtastung des Interferenzbildes mittels einer Quadrantendiode dar. Äquivalent ist die Abtastung mittels Lichtwellenleitern. Die Empfänger seien auf den Ecken eines Quadrates im Abstand d angeordnet.

Das mittels der vier Empfänger $E_0..E_3$ abgetastete Interferenzbild, hier dargestellt durch die Orte maximaler Intensität in Form der Geraden $G_{1,2}$, soll die aktuelle Phasenlage $\varphi_0.. \varphi_3$ aufweisen. Die Differenz der Signale φ_i und φ_j wird als $\varphi_{ij} = \varphi_i - \varphi_j$ definiert. Weiter soll die Phase in der gezeigten Darstellung in Richtung der positiven y-Achse bzw. in Richtung der negativen x-Achse zunehmen.

Es ergibt sich aus Darstellung 3.13 zunächst

$$\sin \phi = \frac{d_{\delta_{x,y}}}{d_{\delta_x}} \quad (3.36)$$

¹Neben den klassisch eingesetzten Fotodioden wird in einigen Interferometern die Abtastung mit Lichtwellenleitern bevorzugt [Sio05a].

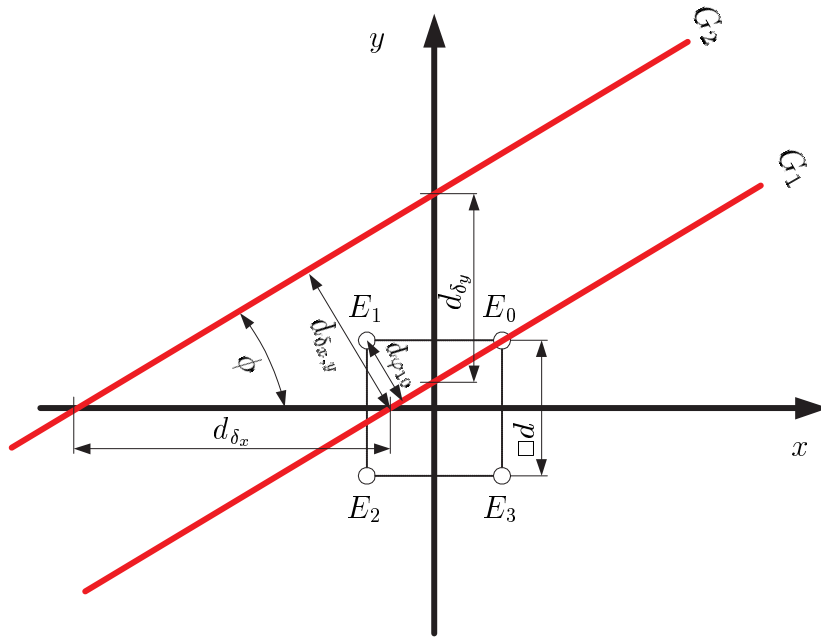


Abb. 3.13: Interferenzstreifen $G_{1,2}$ und Flächenschwerpunkte $E_{0..3}$ der Empfängeranordnung, beispielsweise einer Quadrantendiode im Abstand d zueinander. Lageparameter $d_{\delta_{x,y}}$ und ϕ des Interferenzbildes.

$$\cos \phi = \frac{d_{\delta_{x,y}}}{d_{\delta_y}}. \quad (3.37)$$

Es gilt definitionsgemäß

$$\varphi_{10} = \varphi_1 - \varphi_0. \quad (3.38)$$

Der Empfänger E_0 soll sich in einem Ort maximaler Intensität befinden. Es gilt damit für die absolute Phase des Signals am Empfänger E_0 :

$$\varphi_0 = 0. \quad (3.39)$$

Für die Phasenlage am Empfänger E_1 , den Streifenabstand $d_{\delta_{x,y}}$ und den Abstand $d_{\delta_{10}}$ zwischen E_1 der Gerade G_1 gilt:

$$\frac{2\pi}{d_{\delta_{x,y}}} = \frac{\varphi_{10}}{d_{\delta_{10}}}. \quad (3.40)$$

Die Empfänger sind quadratisch angeordnet. Der Abstand zwischen den Empfängern E_0 und E_1 ist damit d . Es gilt folglich analog Gleichung 3.40 für diesen Abstand:

$$\frac{2\pi}{d_{\delta_x}} = \frac{\varphi_{10}}{d}. \quad (3.41)$$

Setzt man Gl. 3.41 in Gl. 3.36 ein und stellt nach ϕ um, so ergibt sich:

$$\phi = \arcsin \frac{d_{\delta_{x,y}}}{2\pi d} \cdot \varphi_{10}. \quad (3.42)$$

Analog lässt sich ϕ bestimmen zu:

$$\phi = \arccos \frac{-d_{\delta_{x,y}}}{2\pi d} \cdot \varphi_{21} \quad (3.43)$$

$$\phi = \arcsin \frac{-d_{\delta_{x,y}}}{2\pi d} \cdot \varphi_{32} \quad (3.44)$$

$$\phi = \arccos \frac{d_{\delta_{x,y}}}{2\pi d} \cdot \varphi_{03} \quad (3.45)$$

Mit Hilfe der Gleichungen 3.42 bis 3.45 ist die Bestimmung von Streifenneigung ϕ und Streifenabstand $d_{\delta_{x,y}}$ möglich.

3.3.2.4 Messbereich

Nachdem nun die wesentlichen Bestimmungsgrößen für das Winkelmesssystem abgeleitet sind, stellt sich die Frage nach den messtechnischen Eigenschaften eines solchen Systems. Es wird zunächst der Messbereich bestimmt.

Setzt man die Gleichungen 3.42-3.45 in die Gleichungen 3.34 und 3.35 ein, so ergeben sich zur Bestimmung der Winkel Θ_x und Θ_y unter Berücksichtigung der geringen Größe von ϕ näherungsweise die folgenden Zusammenhänge:

$$\Theta_x = \frac{\lambda}{2\pi d} \cdot \varphi_{10} \quad (3.46)$$

und

$$\Theta_y = \frac{-\lambda}{2\pi d} \cdot \varphi_{21}. \quad (3.47)$$

Die Näherung führt nach [Göh90, S.53] zu Fehlern $<1\%$.

Die Bestimmung der Phasendifferenzen φ_{ij} basiert auf dem Verfahren der Ellipsenregression nach *HEYDEMAN* [Hey81]. Empirisch ermittelte Grenzen für diese Methode

der Phasenbestimmung führen zu den Forderungen $(-\pi + 0,1) \text{ rad} \leq \varphi_{ij} \leq -0,1 \text{ rad}$ und $0,1 \text{ rad} \leq \varphi_{ij} \leq (\pi - 0,1) \text{ rad}$. Für die zulässige Streifenneigung ϕ ergibt sich aus Gl. 3.30, 3.46 und 3.47:

$$0,035 \text{ rad} \leq |\phi| \leq 1,536 \text{ rad}$$

bzw.

$$2^\circ \leq |\phi| \leq 88^\circ.$$

Ebenso lassen sich für den Streifenabstand $d_{\delta_{x,y}}$ folgende Grenzen finden:

$$0,07 \cdot d \leq |d_{\delta_{x,y}}| \leq 60 \cdot d.$$

Der Messbereich des Winkelmesssystems, bezogen auf die Winkel zwischen den Reflektoren $\Theta_{Rx,y}$ ergibt sich über

$$\Theta_{Rx} = \frac{\Theta_x}{2}$$

$$\Theta_{Ry} = \frac{\Theta_y}{2}$$

und der Annahme einer typischen Wellenlänge von $\lambda = 632,8 \text{ nm}$ und des Empfängerabstandes der Quadrantendiode $d = 1,6 \text{ mm}$ zu

$$0,7 \text{ arcsec} \leq |\Theta_{Rx,y}| \leq 21 \text{ arcsec}.$$

Der Messbereich des Winkelmessverfahrens beim Einsatz von He-Ne-Laserlicht und der Quadrantendiode mit $d = 1,6 \text{ mm}$ Empfängerabstand ist im Vergleich zu anderen Verfahren klein, jedoch ausreichend groß für Präzisionsmesssysteme. Mittels der angegebenen Gleichungen ist eine Anpassung an individuelle Anforderungen möglich.

3.3.2.5 Auflösung und Unsicherheit

Aus den Gleichungen 3.46 und 3.47 ergibt sich

$$\frac{\partial \Theta_x}{\partial \varphi_{10}} = \frac{\lambda}{2\pi d} \cdot \varphi_{10} \tag{3.48}$$

und

$$\frac{\partial \Theta_y}{\partial \varphi_{21}} = \frac{-\lambda}{2\pi d} \cdot \varphi_{21}. \tag{3.49}$$

Mit Hilfe der empirisch ermittelten Auflösung der Ellipsenregression $\Delta\varphi_{ij} < 0,001 \text{ rad}$ und der Unsicherheit der Phasenbestimmung $u_{\varphi_{ij}} < 0,001 \text{ rad}$ lassen sich nun Auflösung und Unsicherheit von Θ_x und Θ_y nach 3.34 und 3.35 bestimmen:

$$\Delta\Theta_{x,min} = \Delta\Theta_{y,min} = \frac{\partial\Theta_x}{\partial\varphi} \cdot \Delta\varphi_{ij} < 14 \cdot 10^{-3} \text{ arcsec}$$

und entsprechend

$$\Delta\Theta_{Rx,min} = \Delta\Theta_{Ry,min} = \frac{\partial\Theta_x}{\partial\varphi} \cdot \Delta\varphi_{ij} < 7 \cdot 10^{-3} \text{ arcsec}.$$

Zur Bestimmung der Unsicherheit wird angenommen, dass die Parameter λ und d untereinander und von φ_{ij} unabhängig sind und bedingt durch die Laserstabilisierung, die Brechzahlkorrektur sowie das Herstellverfahren und Temperaturschwankungen der Quadrantendiode folgende Unsicherheiten aufweisen [Sio05b, Ham05]:

$$u_\lambda = 633 \cdot 10^{-15} \text{ m}$$

$$u_d = 1,6 \cdot 10^{-6} \text{ m}$$

Es ergibt sich daraus nach dem quadratischen Fehlerfortpflanzungsgesetz

$$u_{\Theta_{x,y}} = \sqrt{\left(\frac{\partial\Theta_{x,y}}{\partial\varphi} \cdot \Delta\varphi_{ij}\right)^2 + \left(\frac{\partial\Theta_{x,y}}{\partial\lambda} \cdot \Delta\lambda\right)^2 + \left(\frac{\partial\Theta_{x,y}}{\partial d} \cdot \Delta d\right)^2} = 0,025 \text{ arcsec}.$$

Die Unsicherheiten u_{Θ_x} und u_{Θ_y} sind identisch. Für die Messung der Reflektorwinkel ergibt sich die Unsicherheit

$$u_{\Theta_{Rx,Ry}} = 0,013 \text{ arcsec}.$$

Das Verfahren ist damit theoretisch für den Einsatz als hochpräziser Winkelsensor mit kleinem Messbereich geeignet.

3.3.3 Signalauswertung des Winkelsensors und Modulationsverfahren

3.3.3.1 Signalauswertung

Das dem Winkelmessverfahren zugrunde liegende Interferometer ist schematisch in Bild 3.14 dargestellt.

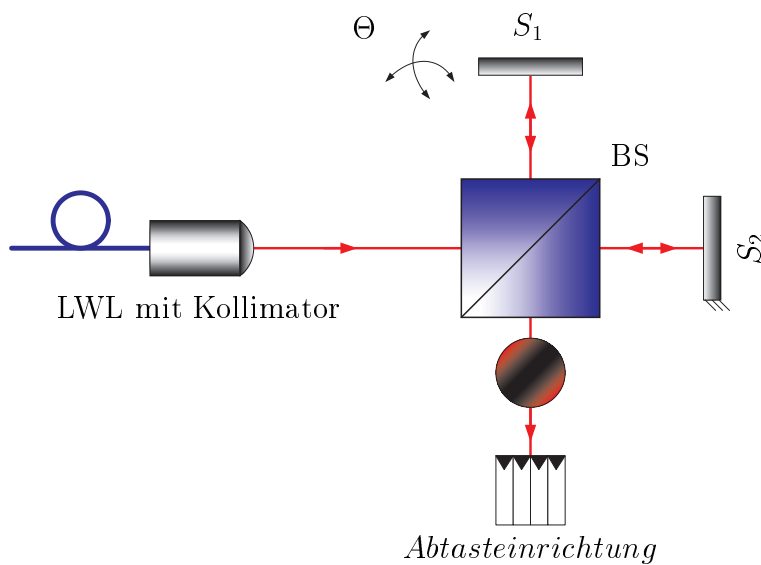


Abb. 3.14: Michelson-Interferometer zur Winkelmessung.

Zur Bestimmung des Messsignals muss das im Interferometer verwendete Laserlicht zunächst entweder mittels eines Teleskops oder durch Kollimierung mit entsprechend großer Brennweite mindestens auf den Durchmesser der Abtasteinrichtung aufgeweitet werden. Die Abtasteinrichtung kann als Lichtwellenleiteranordnung oder als Anordnung von fotoelektrischen Signalwandlern ausgeführt sein. Der im Rahmen dieser Arbeit realisierte Prototyp verwendet eine Quadrantendiode vom Typ Hamamatsu S4349 [Ham05].

Während der Spiegel S_2 gestellfest als Referenzreflektor angeordnet ist, dient S_1 als Messreflektor. Eine Verkippung zwischen den Spiegeln führt zu den gewünschten Änderungen des Interferenzstreifenabstands bzw. der Streifenneigung und somit zu Änderungen der Phasendifferenz zwischen den abgetasteten Signalen.

Zur Bestimmung der Phasendifferenzen φ_{ij} aus den Fotoempfänger-Signalen bieten sich unter anderem folgende Verfahren an:

- Phasenbestimmung im Nulldurchgang der Signale
→ Nachteil: Verfahren nur möglich, wenn Signaloffsets minimiert werden können.
- Berechnung aus den Spitzenwerten der Summen- und Differenzsignale
→ nur möglich, wenn Signalamplituden und -Offsets hinreichend bekannt oder geregelt sind.
- direkte Rückrechnung aus den Quadratursignalen (sin, cos)
→ Nur möglich, wenn Amplituden und Offsets hinreichend bekannt oder geregelt sind.

- Ellipsenregression der Quadratursignale.
→ Stets einsetzbar, da sämtliche Parameter der Signale ermittelt werden.

In dem im Rahmen dieser Arbeit erstellten Prototypen kommt zur Reduzierung von Längenmessabweichungen die Ellipsenregression nach *HEYDEMAN* [Hey81] zum Einsatz. Das Verfahren wird im folgenden Kapitel 4, vgl. S. 49 ff., beschrieben. Es gestattet eine sehr hochauflösende Messung der Phasendifferenzen. Von Nachteil ist lediglich die notwendige Signalmodulation.

3.3.3.2 Modulationsverfahren

Bei allen genannten Auswerteverfahren ist eine Modulation der Eingangssignale erforderlich, um die Signalparameter zu ermitteln.

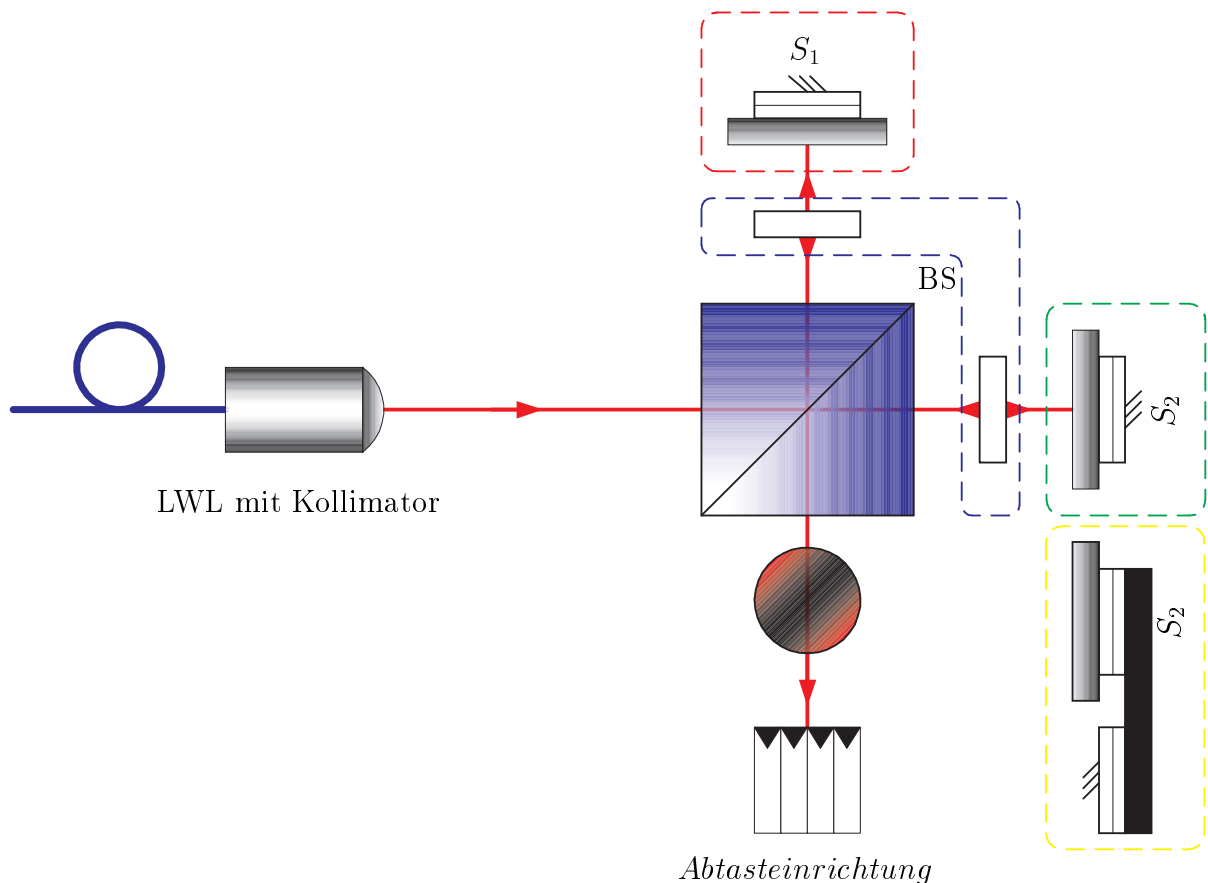


Abb. 3.15: Niederfrequente Modulation in kompakten Interferometern: Mess-, Referenzreflektormodulation mit Piezoaktuatoren (farbig umrandet: rot, grün; alternativ mit zwei gekoppelten Elementen: gelb) sowie LC-Zellen zur Phasenschiebung (blau)

Diese Modulation kann unter anderem geschehen

- im Referenzarm durch Reflektorbewegung
- im Referenzarm durch Phasenschiebung mittels einer Flüssigkristallzelle (*LC*)
- im Messarm durch Reflektorbewegung
- im Messarm durch Phasenschiebung mittels einer Flüssigkristallzelle
- durch genügend große Totstrecke und Frequenzmodulation des Lasers,

wobei die Variante der Frequenzmodulation aufgrund der notwendigen Totstrecke praktisch nicht in Betracht kommt.

Abbildung 3.15 zeigt verschiedene Varianten der beschriebenen Modulationsvarianten. Problematisch ist der Einsatz eines Piezostapels zwischen Referenzreflektor und Justiergelenk des Reflektors, da eine stabile Lage des Referenzreflektors während und nach Abschalten der Modulation aufgrund von Temperaturdriften sowie des piezotypischen Kriechens nicht zu gewährleisten ist.

Ein festpunktloser Schwinger am Referenzreflektor, der typischerweise Frequenzen in der Größenordnung von 900 Hz anregen muss und in zahlreichen Interferometern zur Referenzreflektormodulation verwendet wird, bietet nicht die Möglichkeit der beliebigen Frequenzvariation [Sio05a]. Dadurch würde die für eine hochqualitative Signalkorrektur erforderliche Zahl von Beobachtungen je Interferenzordnung nicht abgetastet werden können. Legt man die Resonanzfrequenz des festpunktlosen Schwingers, und damit die Messreflektorbefestigung jedoch zu niedrig aus, so wird das Interferometer anfällig für niederfrequente mechanische Störungen. Die notwendige niederfrequent steuerbare Modulation kann daher nicht mit einem festpunktlosen Schwinger realisiert werden.

Wird der Referenzreflektor mit zwei gekoppelten Piezoaktuatoren an das Justiergelenk gekoppelt und arbeiten die Aktuatoren antiparallel, so kann neben der Verdopplung des Hubes eine bessere Temperaturstabilität erreicht werden. Zudem werden Kriecherscheinungen vermindert, da sich die Driften der Piezoaktuatoren nahezu kompensieren.

Von Nachteil sind bei beiden Varianten die starken Winkelabweichungen der Piezoaktuatoren, die im Rahmen dieser Arbeit mit mehr als 10 arcsec ermittelt werden konnten. Sie verhindern letztlich den Einsatz beider Modulatorvarianten.

Im Prototypen der Positioniereinheit wurde daher auf eine Modulation des Referenzreflektors verzichtet und stattdessen der Messreflektor moduliert. Als Antriebselemente stehen die Piezoaktuatoren zur Realisierung der Kalibrierbewegungen zur Verfügung, und eine Drift dieser Elemente wird durch eine Positionsregelung verhindert. Temperaturprobleme treten nicht auf. Nachteilig ist die direkte Auswirkung des Modulationshubes auf den Prüfling, beispielsweise durch Hysterese von Messtasterführungen. Der Hub beträgt $\pm 160\text{ nm}$ entsprechend einer halben Ordnung.

An die Stelle der mechanischen Modulation muss in Zukunft eine optische Modulation mittels *LC*-Zellen treten, die sich neben steuerbaren Modulationshuben und Frequenzen durch geringen Bauraum und hohe mechanische Stabilität, also hohe Resonanzfrequenz, auszeichnet. Ein weiteres Kriterium ist der geringe Bauraum, den solche Zellen einnehmen. Bei symmetrischer Anordnung der Zellen in Mess- und Referenzarm, vgl. Bild 3.15, sowie gegenläufiger Ansteuerung sind alle von der Modulation gewünschten Eigenschaften realisierbar. Umfassende Untersuchungen von kompakten *LC*-Zellen konnten im Rahmen dieser Arbeit nicht mehr begonnen werden. Sie sind ein wichtiger Ansatz für weiterführende Arbeiten.

3.4 Zusammenfassung und Schlussfolgerung

In diesem Kapitel wurde zunächst eine Übersicht über den Stand der Winkelmesstechnik gegeben. Es wurde herausgearbeitet, dass für das konzipierte kompakte Laserkalibriersystem keine geeigneten Winkelmessgeräte und -Verfahren verfügbar sind.

Anschließend wurden die Grundlagen eines neuen interferometrischen Winkelmessverfahrens erläutert. Das Verfahren basiert auf der Auswertung der im Interferenzstreifenbild eines streifenzählenden Interferometers enthaltenen Winkelinformationen. Die zu erwartende Auflösung und Messunsicherheit sowie die Integrierbarkeit in ein Längenmess-Interferometer zeigen, dass das System für den Einsatz in kompakten Kalibriersystemen geeignet ist. Die praktische Untersuchung des im Rahmen der Arbeit realisierten Winkelmesssystems wird in Kapitel 6 ab Seite 93 beschrieben.

4 Längenmessung

4.1 Einführung

Laserinterferometer haben sich für Längenmessungen in Forschung und Industrie, bei denen hohe Genauigkeitsanforderungen zu erfüllen sind, fest etabliert [Jäg90, Jäg94]. Alle für wissenschaftlich-technische Längenmessungen entwickelten Laserinterferometer beruhen auf dem Michelson-Prinzip und sind entweder als Heterodyn- oder als Homodyninterferometer konzipiert [Sch85, G⁺91, Jäg93]. Für hochgenaue Messaufgaben werden Laserinterferometer mit stabilisierten Lasern und Sensoren für die Umweltkorrektur ausgerüstet. In mehreren Arbeiten wurde nachgewiesen, dass mit Laserinterferometern Auflösungen bis zu $0,1\text{ nm}$ und relative Messunsicherheiten von 10^{-7} bis 10^{-8} erreicht werden können [Bob87, Bir90, R⁺90, D⁺93, DN98, Y⁺00].

Das klassische Homodyninterferometer nach Michelson mit Planspiegeln soll entsprechend des in Kapitel 3 vorgeschlagenen und im Prototypen realisierten Verfahrens nicht nur zur Winkelmessung genutzt werden, sondern hauptsächlich in seiner ursprünglichen Form als hochauflösendes, leicht rückführbares Längenmessgerät [GHZ⁺92, S. 315]. Für den Bau ultrakompakter Interferometer und interferometrischer Kalibriersysteme besitzt dieser Interferometertyp im Vergleich zu anderen, vom Michelson-Typ abgewandelten Interferometerprinzipien den wesentlichen Vorteil der kompakten Bauweise, da auf polarisationsoptische Bauelemente verzichtet wird.

Ein ausführlicher Vergleich von Interferometeranordnungen, insbesondere hinsichtlich Baugröße, Auflösung und thermischer Stabilität, ist in [Wel00, S. 39ff.] dargelegt und wird daher hier nicht behandelt. Vielmehr bildet die Betrachtung von typischen Messabweichungen und Möglichkeiten zur Verminderung von deren Einfluss den Hauptteil dieses Kapitels.

4.2 Grundlagen der Signaldemodulation

Die Auswertung des Interferenzbildes in Homodyninterferometern erfolgt durch Abtastung mittels Empfängern und Generierung von Quadratursignalen¹. Die erzeugten Quadratursignale sind unabhängig von der Art ihrer Generierung in aller Regel mit einem *Offset* behaftet, und sie unterscheiden sich bezüglich ihrer Amplitude. Zusätzlich kann eine Phasenabweichung vorliegen. Bild 4.1 zeigt ideale und reale Interferometersignale in der Darstellung als Lissajousfigur.

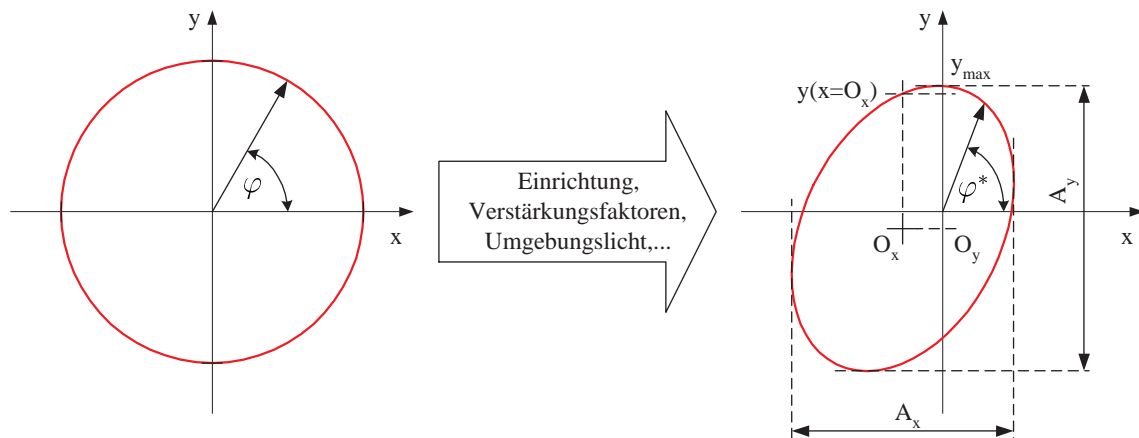


Abb. 4.1: Ideale Lissajousfigur und reale Interferometersignale

Gewünscht sind jedoch *offsetfreie*, amplitudengleiche Quadratursignale ohne Phasenabweichung, damit gemäß der Beziehung

$$\varphi(l) = \arctan \frac{\sin \varphi(l)}{\cos \varphi(l)} \quad (4.1)$$

eine fehlerfreie Demodulation des Phasenwinkels φ innerhalb der einzelnen Ordnungen und damit die fehlerfreie Positionsbestimmung möglich ist. Neben optischen Einflüssen können elektronische Einflüsse zu den beschriebenen Abweichungen beitragen.

Im Gegensatz zu den von *GERHARDT* und *HAUSOTTE* beschriebenen Verfahren, bei denen ein Tachocontrollerbaustein die Demodulation und Zählung der Quadratursignale

¹Es muss hierbei zwischen direkter fotoelektrischer Abtastung, die mittels im Interferenzbild platzierter Fotoempfänger vorgenommen wird, sowie der indirekten Abtastung mittels Lichtwellenleitern und davon örtlich getrennter Wandlung in elektrische Signale unterschieden werden.

vornimmt [Ger97, Hau02], erfolgt beim hier entwickelten Interferometer eine rein softwarebasierte Auswertung auf der Grundlage der abgetasteten Interferometersignale. Daher werden in der Signalverarbeitungseinheit keine Zählimpulse erzeugt und ausgewertet. Es wird vielmehr der Phasenwinkel direkt entsprechend Gl. 4.1 ermittelt. Die Zählung voller Interferenzordnungen erfolgt mittels eines separaten Zählers $n_{Ord}(l)$. Die längenproportionale, den Messwert enthaltende Gesamtphase φ_g ergibt sich durch Addition des Zählerstands für volle Ordnungen $2\pi \cdot n_{Ord}(l)$ und den Winkel innerhalb der aktuellen Ordnung $\varphi(l)$:

$$\varphi_g(l) = 2\pi \cdot n_{Ord}(l) + \varphi(l). \quad (4.2)$$

Die weitere Ableitung der Brechzahlkompensation lehnt sich eng an die in [Hau02] beschriebene Vorgehensweise an, unterscheidet sich jedoch durch die verwendete Gesamtphase $\varphi_g(l)$ statt des Zählerstandes i . Für die mit einem Interferometer gemessene Gesamtlänge l_g gilt nun

$$l_g = \frac{\varphi_g(l)}{2\pi} \cdot \frac{\lambda_0}{k_{IF} \cdot n}, \quad (4.3)$$

wobei k_{IF} den Interferometerfaktor und n die aktuelle Luftbrechzahl bezeichnen. In Interferometern ist mit einer konstruktions- oder justierungsbedingten Totstrecke l_t zu rechnen, die wie die Messstrecke l_m in den Gesamtmesswert eingeht und über die Brechzahl der Luft kompensiert werden muss:

$$l_g = l_m + l_t. \quad (4.4)$$

Mit den zugehörigen Phasen φ_m und φ_t lässt sich Gl. 4.3 als

$$l_g = \frac{\varphi_m + \varphi_t}{2\pi} \cdot \frac{\lambda_0}{k_{IF} \cdot n} \quad (4.5)$$

schreiben. Beim Systemstart gilt $l_m = \varphi_m = 0$, ebenso wie beim Rücksetzen der Zähler¹. Die Totstrecken-Phase φ_t ergibt sich dann aus Gleichung 4.5 zu

$$l_t = \frac{\varphi_{t0}}{2\pi} \cdot \frac{\lambda_0}{k_{IF} \cdot n_0}. \quad (4.6)$$

Man erhält durch Umstellen dieser Gleichung die Totstrecken-Phase beim Systemstart, φ_{t0} . Die Totstrecken-Phase φ_t kann in diesen konstanten Teil φ_{t0} und einen brechzahlabhängigen Teil $\Delta\varphi_t$ zerlegt werden,

$$\varphi_t = \varphi_{t0} + \Delta\varphi_t. \quad (4.7)$$

¹Bei Systemen mit Tachcontroller gilt hier $i_m = 0$. Bei Rücksetzen der Zähler i_m , hier jedoch $n_{ord}(l)$, ist in der Regel die vorliegende Signalphase $\varphi_{m0} \neq 0$. Die Beschreibung von l_t gilt für $\varphi_{m0} \neq 0$ in gleicher Weise.

Setzt man diese Gleichung in Gl. 4.5 ein und stellt nach l_m um, so ergibt sich durch anschließende Substitution der Größe φ_{t0} nach Gl. 4.6 und Vereinfachen die Gleichung

$$l_m = (\varphi_m + \Delta\varphi_t) \cdot \frac{\lambda_0}{2\pi \cdot k_{IF} \cdot n} + l_t \cdot \left(\frac{n_0}{n} - 1\right). \quad (4.8)$$

Diese Gleichung ist, wie die von *HAUSOTTE* angegebene Gleichung, als lineare Gleichung mit zwei brechzahlabhängigen Koeffizienten $k_{0,1}$ darstellbar:

$$l_m = (\varphi_m + \Delta\varphi_t) \cdot k_1 + k_0. \quad (4.9)$$

Die Koeffizienten $k_{0,1}$ ergeben sich direkt aus Gl. 4.8 und müssen jeweils beim Systemstart und bei Änderungen der Luftbrechzahl neu ermittelt werden. Die Phase $\varphi_m + \Delta\varphi_t$ ist mittels der arctan-Funktion mit vollem Systemtakt zu bestimmen.

Wichtige Einflussgrößen auf die Messunsicherheit des Längenmesssystems sind demnach

- die Wellenlänge λ_0 des verwendeten Laserlichts
- die Totstrecke l_t
- die Brechzahlen n und n_0 des Umgebungsmediums.

In aller Regel werden Längenmessinterferometer in Luft eingesetzt. Hier hat sich die Bestimmung der Luftbrechzahl nach *EDLÉN* und der vereinfachten Formel nach *WILKENING* durchgesetzt, auf die auch *GERHARDT* und *HAUSOTTE* verweisen [Edl66, Ger97, Hau02, Wil]:

$$n = 2,8793 \cdot 10^{-9} Pa^{-1} \cdot \frac{p}{1 + 0,003671 \text{ } ^\circ C^{-1} \cdot \vartheta} - 3,6 \cdot 10^{-10} Pa^{-1} \cdot p_w + 1 \quad (4.10)$$

Die eingehende Betrachtung der nach der Brechzahlkompensation verbleibenden Unsicherheit der Längenmessung erfolgt in Abschnitt 8.

4.3 Linearitätsabweichungen und ihre Kompensation

Der für interferometrische Längenmessungen mit hoher Auflösung wesentliche Abweichungsanteil resultiert aus unbekanntem Signalanteilen der Quadratur-signale, wie beispielsweise *Offsets*, vgl. Abbildung 4.1. Durch sorgfältige Einrichtung und elektrischen Abgleich der den Fotoempfängern nachgeschalteten Verstärkerstufen lassen sich Abweichungen minimieren, aber nicht vollständig beseitigen. So ist beispielsweise die Phasenabweichung durch Betrachtung der aus den Quadratursignalen gebildeten *Lissajous*-Figur

auf einem Oszilloskop bis auf etwa 1° abschätzbar und durch Justierung der Abtasteinrichtung zu beeinflussen [Büc00]. In kommerziellen Interferometern erfolgt in der Regel zur Verringerung der *Offsets* und der Amplitudenabweichungen eine Regelung dieser Signalparameter. Da hierzu digitale Regler in Verbindung mit auflösungsbegrenzten A/D- und D/A-Wandlern eingesetzt werden, verbleiben Restabweichungen¹. Die zur Berechnung der Weginformation in Interferometern verwendeten Quadratursignale und die resultierende Lissajousfigur sind daher, wie in Abb. 4.1 dargestellt, fehlerbehaftet. Es erfolgt also stets eine Demodulation von

$$\varphi^* = \arctan \frac{O_x + A_x \sin \varphi}{O_y + A_y \cos (\varphi + \Delta\varphi)}, \quad (4.11)$$

die zu periodischen Messabweichungen des Interferometers führt [Mül95, Ger97, Hau02]. Zur Korrektur und Kompensation dieser Effekte sind in der Literatur verschiedene Verfahren vorgeschlagen worden, die letztlich alle auf der Ermittlung der Parameter der zur Ellipse verformten Lissajous-Figur beruhen. Mit Hilfe der fünf Parameter $A_{x,y}$, $O_{x,y}$ und der Phasenverschiebung $\Delta\varphi$ lassen sich die abgetasteten Signale korrigieren. Der Schluss auf den Phasenwinkel φ in der idealen Lissajous-Figur ist dann möglich. Nur durch die Anwendung dieser Verfahren können Restabweichungen der elektronischen Signalauswertung minimiert werden. Die Literaturstellen gehen auf die Arbeiten von *HEYDEMAN* zurück [Hey81, Bir90, HW92, W⁺96a, W⁺96b, DN98, CP99, CP00], der das Verfahren bereits 1981 als erster beschrieben und angewendet hat.

4.3.1 Grenzen bekannter Verfahren

Betrachtet man die Ausgangssignale von Homodyninterferometern, so lassen sich diese Interferometer charakterisieren als

- zeitdiskrete und wertdiskrete (da abgetastete)
- zeitvariante (aufgrund von Drifterscheinungen)
- gestörte
- lineare

¹*Offsets* und Amplitudenabweichungen können ebenso bei A/D-Wandlung der Signale zur Demodulation mittels *hard-* oder *softwarebasierter* Systeme auftreten.

Systeme. Die Quadratursignale können daher entsprechend der Gleichung einer Ellipse

$$\begin{pmatrix} x^2 \\ y^2 \\ xy \\ x \\ y \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \\ s_5 \end{pmatrix} = 1 \quad (4.12)$$

mittels der fünf Parameter $s_{1..5}$ beschrieben werden. Aus diesen Parametern lassen sich Amplituden, *Offsets* und Phasenabweichung der Signale bestimmen. Keines der bislang in der Literatur beschriebenen Verfahren zur Korrektur ist in der Lage, schnelle zeitliche Parameterdriften auszugleichen. Beschrieben wurde als Schätzverfahren stets die direkte lineare Regression. Bei diesem Verfahren erfolgt die Ermittlung der Parameter auf der Basis eines mehr oder weniger umfangreichen Satzes beobachteter Interferometersignale. Erst nach vollständiger Beobachtung und Ermittlung der Parameter der Lissajous-Figur ist eine Korrektur der fehlerbehafteten Interferometersignale möglich, was hohen Rechenaufwand und große Zeitdauer für die Durchführung der Systembeobachtung bedeutet [Wer89].

Treten nach diesem Schätzvorgang Schwankungen der Amplituden, der *Offsets* oder der Phasenabweichungen auf, so kommt es trotz ständig erfolgreicher Korrektur zu periodischen Abweichungen.

4.3.2 Lösungsansatz

Ziel der Untersuchungen war es zunächst, ein Schätzverfahren zu finden, das einerseits aufgrund geringen Rechenaufwandes leicht in bestehende Systeme zu integrieren ist und zudem eine ständige Parameternachführung ermöglicht. Ein solches Verfahren ist in der Gruppe der indirekten Parameterschätzverfahren zu suchen.

Aufgrund der Schätzaufgabe, die auf eine Ermittlung von Parametern eines linearen Systems hinausläuft, kommen numerische Näherungsverfahren, wie das Newton-Verfahren oder auch evolutionäre Strategien bzw. genetische Algorithmen nicht in Betracht. Vielmehr ist der Einsatz klassischer direkter und indirekter, rekursiver Verfahren vorzuziehen [Wer89, S. 215ff.]. Die gewichtete rekursive Regression mit exponentieller Datenwichtung¹ besitzt dabei die gewünschten Eigenschaften schneller Konvergenz, guter Störtoleranz,

¹Die Wichtung erfolgt durch Multiplikation der Präzisionsmatrix P_k mit dem Faktor $\frac{1}{\sigma^2}$.

guter Parameternachführung, geringen Speicherplatzbedarfs sowie geringen Rechenaufwandes.

4.3.3 Eigenschaften der rekursiven Regression

4.3.3.1 Numerische Stabilität und Rechenaufwand

Wird das Verfahren der rekursiven Regression aus der direkten Regression abgeleitet, so ist es numerisch nur eingeschränkt stabil. Zudem ist der Rechenaufwand im Verhältnis zu Gradientenverfahren relativ hoch [Wer89, S. 225].

Durch den Einsatz des modifizierten Gram-Schmidt-Verfahrens statt dieses abgeleiteten Verfahrens konnte der Rechenaufwand in der Signalverarbeitungseinheit des Kalibriersystems bei gleichzeitiger wesentlicher Verbesserung der numerischen Stabilität halbiert werden [L⁺86].

4.3.3.2 Konvergenz- und Störverhalten

Die Randbedingungen zum Einsatz der Regression speziell bei der Ermittlung von Ellipsenparametern wurden im Rahmen dieser Arbeit mit synthetischen und realen Interferometersignalen ermittelt.

Die Beschreibung der Lissajous-Figur als Ellipse nach Gleichung 4.12 stellt ein Gleichungssystem mit fünf Unbekannten dar. Zur Bestimmung dieser fünf Parameter sind mindestens fünf linear unabhängige Beobachtungen notwendig. Es konnte zunächst bei den Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit anhand synthetischer sowie realer Interferometersignale gezeigt werden, dass die Beobachtungen, also Punkte (x,y) der Ellipse, wenigstens auf einer halben Ellipse, bzw. Interferenzordnung, verteilt liegen müssen, um die Parameter zu bestimmen. Die Schätzwerte für die Modellparameter konvergieren schnell, es ist im Gegensatz zur bislang verwendeten Signalregelung mittels Spitzenwertgleichrichtern nach *GERHARDT* nicht mehr die Beobachtung einer vollen Ordnung notwendig [Ger97].

Um Aussagen über die zu erwartenden Abweichungen des Längensignals nach Einsatz des Ellipsen-Korrekturverfahrens zu treffen, wurden mittels des Fehlerfortpflanzungsgesetzes auf Basis des Ansatzes nach *HEYDEMAN* Schätzgrößen für das Längensignal abgeleitet. Das Ergebnis dieser Untersuchungen ist das in Abbildung 4.2 gezeigte Nomogramm zur

Ermittlung des notwendigen Beobachtungsumfangs zum Erreichen einer bestimmten Güte der Schätzung.

Die Generierung des Nomogramms erfolgte mittels synthetischer Quadratursignale. Diesen Quadratursignalen wurden verschieden starke, normalverteilte Rauschsignale überlagert. Anschließend wurden die Ellipsenparameter mit Hilfe unterschiedlicher Beobachtungsumfänge geschätzt. Geht man davon aus, dass das Modell der Ellipse zutreffend ist und die erwartungstreue Schätzung \hat{s} des Parametervektors s mit

$$s = \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \\ s_5 \end{pmatrix}, \quad \hat{s} = \begin{pmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \\ \hat{s}_3 \\ \hat{s}_4 \\ \hat{s}_5 \end{pmatrix} \quad (4.13)$$

vorliegt, so kann mit Hilfe der Restquadratsumme S_R die Reststreuung s_R^2 der Schätzung bestimmt werden [Wer89]. Sie ist ein Maß für die Varianz der Störung des Systems und kann wiederum zur Bestimmung der Varianz der geschätzten Parameter verwendet werden. Abbildung 4.2 zeigt den Vergleich von drei unterschiedlichen Systemeingangsrauschniveaus mit dem aus dem Systemausgang geschätzten Positionsrauschen. Die Standardabweichung des Amplitudenrauschens lag bei untersuchten Laborinterferometern und kommerziellen Geräten zwischen 3 mV und 150 mV . Daher wurden entsprechende Quadratursignale in der Simulation erzeugt.

Mit Hilfe der Varianzen der geschätzten Parameter lässt sich die Standardabweichung der einzelnen Parameter $s_{\hat{s}_i}$ ableiten. Mit Hilfe der Bestimmungsgleichungen der Ellipsenparameter

$$A_x = A_x(\hat{s}), \quad A_y = A_y(\hat{s}), \quad O_x = O_x(\hat{s}), \quad O_y = O_y(\hat{s}), \quad \Delta\phi = \Delta\phi(\hat{s})$$

kann anschließend mit Hilfe des Fehlerfortpflanzungsgesetzes eine Bestimmungsgleichung für die Standardabweichung des Längensignals berechnet werden. Aufgrund der Komplexität der Ableitung und der resultierenden Gleichungen sind diese nicht hier, sondern in Anhang C ab S. 145 wiedergegeben.

Aus dem in Abbildung 4.2 dargestellten Nomogramm lässt sich die notwendige Signalverarbeitungsgeschwindigkeit des Auswertesystems zum Erreichen einer bestimmten Längen-Standardabweichung s_l direkt ablesen. Bei guten Interferometersignalen mit einer Amplitude von $A_{x,y} = 1,5 \text{ V}$ und einem Amplitudenrauschen von $s_A = 3 \text{ mV}$ ist beispielsweise zum Erreichen einer Standardabweichung von $0,1 \text{ nm}$ bei einer Ordnungsfrequenz

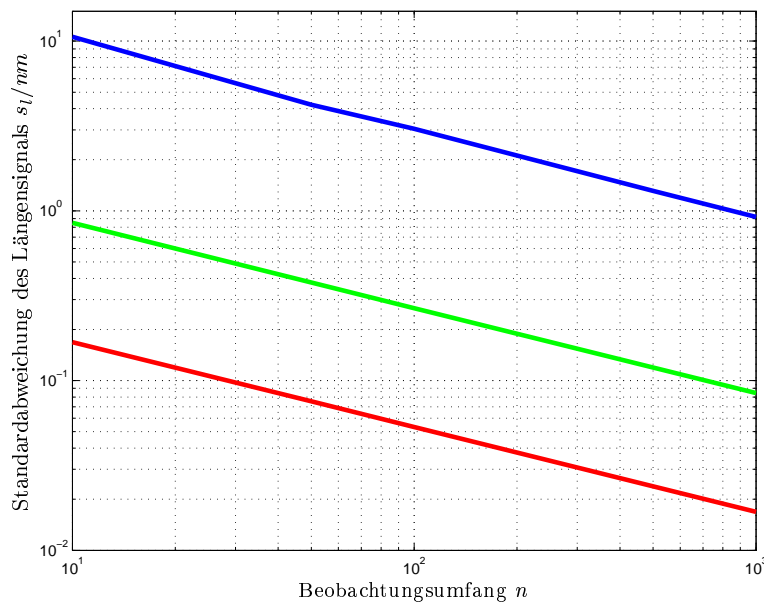


Abb. 4.2: Nomogramm zur Abschätzung des Beobachtungsumfanges bei verschiedenen Rauschniveaus. Bezug: Amplitude $A_{x,y} = 1,5 V$ mit $s_A = 3 mV$ (rot), $s_A = 15 mV$ (grün), $s_A = 150 mV$ (blau)

von $1 Hz$ eine Abtast- und Verarbeitungsrate von mindestens $300 Hz$ ablesbar. Für Interferometer in Kalibriersystemen, wo entsprechend niedrige Ordnungsfrequenzen auftreten, ist also bereits mit wenig leistungsfähigen Prozessoren eine hohe Signalgüte erreichbar.

4.3.4 Bestimmung von Wichtungsfaktor und Start-/Stopbedingungen der Schätzung

Der Schätzalgorithmus muss Veränderungen des Beobachtungsumfanges aufgrund schwankender Ordnungsfrequenzen berücksichtigen. Ziele für die Abstimmung des Algorithmus sind schnelle Konvergenz bzw. Parameternachführung sowie gute Störtoleranz und Stabilität.

Bei der gewichteten rekursiven Regression kann die Zahl in die Schätzung eingehender Beobachtungen mittels des Wichtungsfaktors eingestellt werden. Es besteht daher die Möglichkeit, diesen direkt aus der Ordnungsfrequenz und der Abtastrate abzuleiten. Beachtet werden muss jedoch, dass bei ungenügendem Informationsgehalt der Beobachtungen, wie einem Stillstand beider Reflektoren des Interferometers und fehlender Modulation, die Präzisionsmatrix der Schätzung singulär und damit die Schätzung instabil werden kann. Die Schätzung muss daher unter Umständen zeitweise angehalten werden.

Ein häufig verwendetes Kriterium zur Start-/Stop-Entscheidung ist der auch von *NIE-DŹWIECKI* vorgeschlagene Vergleich des Schätzfehlers e mit einer Größe δ , einer sogenannten *dead zone* [Ä+89, Nie00, Wer89]. Die Schätzung ist anzuhalten, wenn

$$|e(t)| \leq \delta > 0 \quad (4.14)$$

gilt. Die *dead zone* δ wird mittels der Varianz des Systemausgangsrauschens σ_z^2 festgelegt [Nie00, S. 273]:

$$\delta = (1..2) \cdot \sigma_z^2. \quad (4.15)$$

Bei Interferometersystemen ist diese Varianz in der Regel unbekannt und muss empirisch mit Hilfe des Schätzfehlers e entsprechend Gl. 4.16 ermittelt werden.

$$e = 1 - \hat{s} \cdot \begin{pmatrix} x^2 \\ y^2 \\ xy \\ x \\ y \end{pmatrix} \quad (4.16)$$

Der Wichtungsfaktor¹ c ergibt sich direkt aus der Zahl der eingehenden Beobachtungen n zu

$$c = \left(1 - \frac{1}{n}\right)^2. \quad (4.17)$$

Soll jeweils eine Zahl von Ordnungen n_O in die Schätzung eingehen und sind Abtastrate f_a der Signalverarbeitung sowie Ordnungsfrequenz f_O des Interferometers bekannt, so lässt sich Gl. 4.17 umschreiben zu

$$c = \left(1 - \frac{f_O}{n_O \cdot f_a}\right)^2. \quad (4.18)$$

Da sich die Mess- bzw. Verfahrensgeschwindigkeit v eines Interferometers mit dem Interferometerfaktor k_{IF} aus der Ordnungsfrequenz bestimmen lässt,

$$v = \frac{f_O \cdot \lambda}{k_{IF} 2\pi} \quad (4.19)$$

ist durch einfaches Umstellen eine entsprechende Berechnung des Wichtungsfaktors aus dieser Geschwindigkeit möglich:

$$c = \left(1 - \frac{v \cdot k_{IF} \cdot 2\pi}{n_O \cdot f_a \cdot \lambda}\right)^2. \quad (4.20)$$

¹In der Literatur werden die Bezeichnungen Wichtungsfaktor, Vergessensfaktor sowie *forgetting factor* mit den Formelzeichen c , v und λ verwendet [Ä+89, Nie00, Wer89].

In der Praxis treten nun mehrere Fälle auf, mit denen der Algorithmus konfrontiert ist und auf die er unterschiedlich zu reagieren hat:

1. Mess- und Referenzreflektor stehen still, es findet keine Signalmodulation statt.
⇒ Notwendige Reaktion: Schätzung anhalten.
2. Mess- oder Referenzreflektor bewegen sich langsam oder es findet eine zusätzliche Signalmodulation statt.
⇒ Notwendige Reaktion: Schätzung nur zulassen, wenn alle Quadranten der Lissajousfigur regelmäßig durchlaufen werden. Wichtungsfaktor anpassen, bei sehr niedrigen Geschwindigkeiten ggf. auf $c = 1$ setzen.
3. Mess- oder Referenzreflektor bewegen sich aufgrund der Messbewegung mit unterschiedlichen, nicht steuerbaren Geschwindigkeiten.
⇒ Notwendige Reaktion: Normaler Messbetrieb. Schätzung zulassen, Geschwindigkeit prüfen und Wichtungsfaktor anpassen. Plausibilitätsgrenze bzw. Minimum für Wichtungsfaktor entsprechend des Rauschniveaus der Interferometersignale empirisch ermitteln.
4. Mess- oder Referenzreflektor bewegen sich durch eine steuerbare Bewegung mit konstanter oder nachvollziehbarer Geschwindigkeit.
⇒ Idealfall, z.B. in Positioniereinheit, Nanopositionier- und Nanomessmaschine und anderen Positioniersystemen oder bei Einsatz geeigneter Modulation. Gleichmäßige Beobachtung und konstante Wichtung möglich.

Um alle Fälle in einem einzigen Algorithmus zu behandeln, hat sich bei der praktischen Erprobung des Systems im Rahmen der vorliegenden Arbeit eine Kombination der Start-/Stop-Entscheidung und der dynamischen Berechnung des Wichtungsparameters anhand der Geschwindigkeit bewährt. Abbildung 4.3 zeigt das Struktogramm eines robusten Algorithmus. Er konnte erfolgreich an einem Laborinterferometer getestet werden, bei dem Geschwindigkeit und Ellipsenparameter bei Verschiebungen des Messreflektors bewusst stark variiert wurden. Zu beachten ist, dass die Vergleichsgrößen und Grenzen für die *dead zone* δ und die Geschwindigkeit v und empirisch ermittelt werden müssen.

Als Beispiel für die Eigenschaften des Korrekturverfahrens sind in Bild 4.4 links unkorrigierte Interferometersignale, rechts die entsprechenden echtzeitkorrigierten Signale als Lissajousfigur dargestellt. Man erkennt, dass während der Messreflektorverschiebung

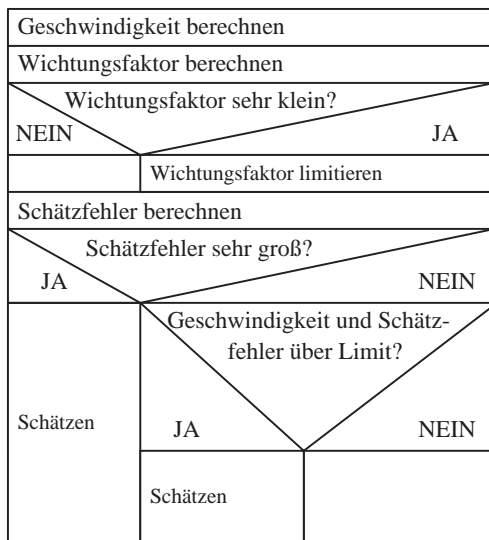


Abb. 4.3: Algorithmus zur Steuerung der Schätzung.

eine kontinuierliche Änderung der Phasendifferenz auftrat. Sie resultierte aus einer Winkelverlagerung des Reflektors und betrug über eine Messstrecke von $15 \mu\text{m}$ etwa $0,6 \text{ rad}$, wobei ein annähernd linearer Verlauf proportional zur Verschiebung auftrat. Eine Abweichung der korrigierten Lissajousfigur vom Idealzustand kann mit bloßem Auge nicht mehr festgestellt werden. Bei fehlender bzw. vorhandener Modulation stoppt und startet der Algorithmus in der Praxis die Parameterschätzung zudem zuverlässig.

Bild 4.5 zeigt die residualen Abweichungen nach Korrektur derselben Interferometersignale. Man erkennt, dass nach einer Konvergenzphase der Schätzung Abweichungen von

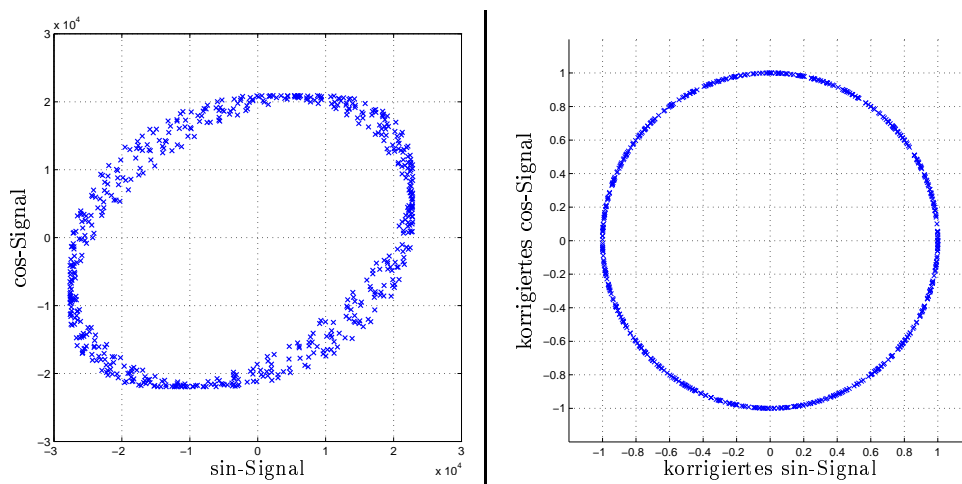


Abb. 4.4: Rekursive Echtzeitkorrektur fehlerbehafteter Quadratursignale. Links: unkorrigierte Signale mit längenproportionaler Phasenabweichung, rechts: korrigierte Signale.

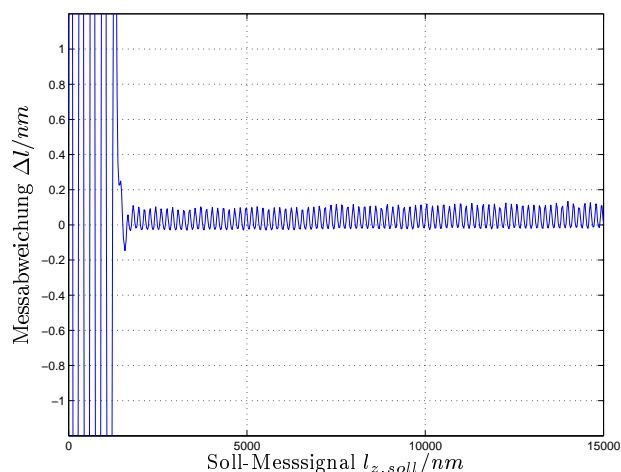


Abb. 4.5: Residuale Abweichungen nach Korrektur mittels rekursiver Ellipsen-Regression.

etwa $\pm 0,15 \text{ nm}$ verbleiben. Diese resultieren aus der kontinuierlich variierenden Phasenabweichung der Quadratursignale und sind auch durch Variation des Wichtungsfaktors nicht vermeidbar. Bei parameterstabilen Signalen konvergieren die residualen Abweichungen gegen Null.

4.4 Zusammenfassung und Schlussfolgerung

Mittels der Ellipsenkorrektur nach *HEYDEMAN* unter Einsatz der rekursiven Regression ist eine deutliche Verbesserung der Linearität von Interferometern in Echtzeit möglich. Ausgehend vom Ansatz der Ellipsengleichung wurde ein Nomogramm vorgestellt, mit dessen Hilfe sich der Beobachtungsumfang zum Erreichen einer bestimmten Längenunsicherheit bestimmen lässt. Rechenaufwand und geringer notwendiger Beobachtungsumfang gestatten auch bei wenig leistungsfähigen Prozessoren den Einsatz des Algorithmus.

Die praktisch ermittelten Abweichungen kompensierter Interferometer zeigen, unabhängig von den im Originalsignal enthaltenen Abweichungen, Restabweichungen von weniger als $\pm 1 \text{ nm}$, wobei korrigierte Signale mit Abweichungen von minimal $\pm 0,15 \text{ nm}$ beobachtet werden konnten. Durch den Einsatz des Korrekturalgorithmus ist insgesamt eine nennenswerte Verringerung der periodischen Messabweichungen von Interferometern möglich.

5 Komponenten des Kalibriersystems

5.1 Abgrenzung

Die Komponenten des im Rahmen dieser Arbeit realisierten Kalibriersystems gliedern sich in sechs Funktionsgruppen. Abbildung 5.1 veranschaulicht das Zusammenspiel der Komponenten. Die Komponenten werden im folgenden entsprechend der dargestellten Funktionsgruppen eingehend beschrieben.

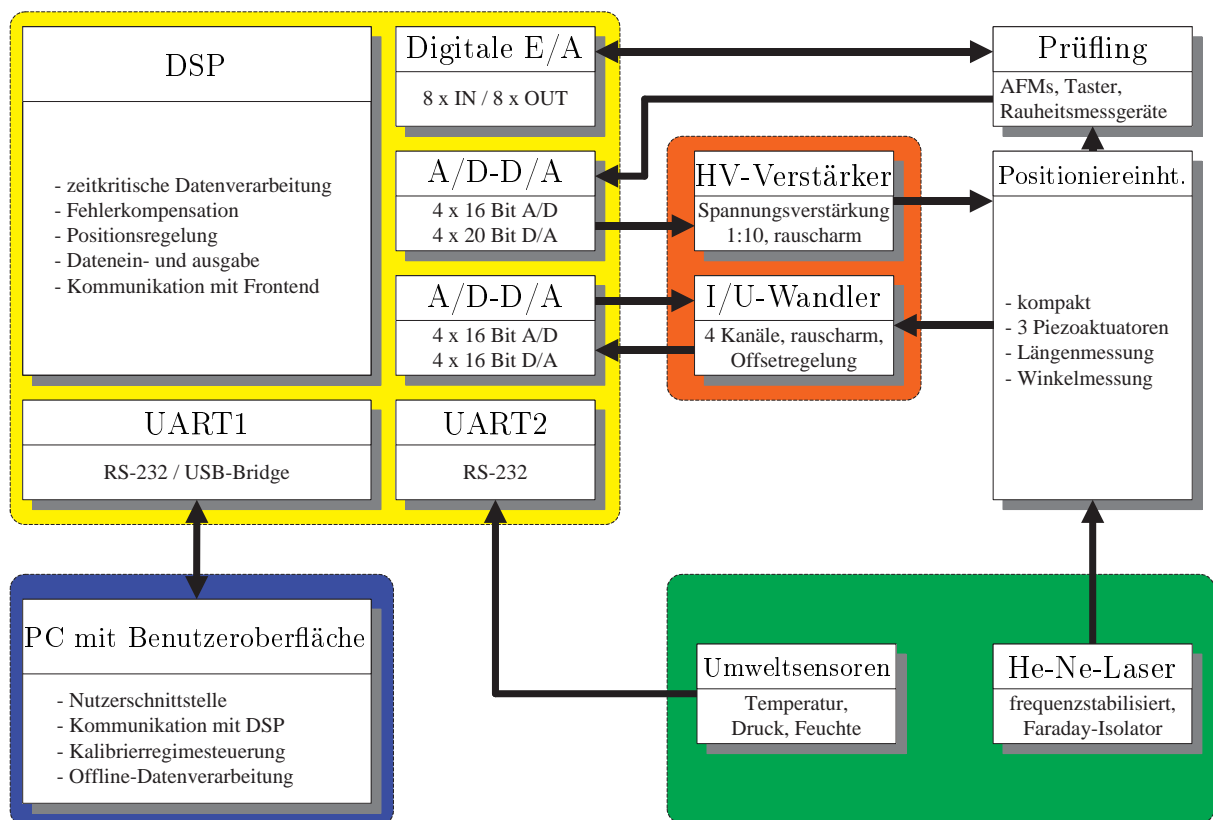


Abb. 5.1: Komponenten des Kalibriersystems: Positioniereinheit, Prüfling, digitale Signalverarbeitungseinheit zur zeitkritischen Signalverarbeitung (gelb), Externe Verstärker (rot), Umweltmess- und Lasereinheit (grün) sowie ein PC mit Benutzeroberfläche (blau).

5.2 Positioniereinheit

5.2.1 Eigenschaften der Positioniereinheit

Es wurden zwei Prototypen der Positioniereinheit entworfen und aufgebaut. Sie sind in Abbildung 5.2 dargestellt. Die links gezeigte Einheit basiert auf gekapselten Piezoaktuatoren und ist daher mit einer Höhe von 50 mm größer als die zu erreichenden 25 mm , vgl. Tabelle 2.1 auf S. 14. Zur Untersuchung der grundlegenden Eigenschaften wie Winkel- und Längenregelung sowie zur beispielhaften Kalibrierung von Längenmesssystemen eignet sie sich jedoch bereits sehr gut. Die rechts im Bild dargestellte, überarbeitete Einheit weist ohne Gehäuse eine Größe $46\text{ mm} \times 46\text{ mm} \times 25\text{ mm}$ auf, mit Gehäuse werden die geforderten $50\text{ mm} \times 50\text{ mm} \times 25\text{ mm}$ eingehalten.

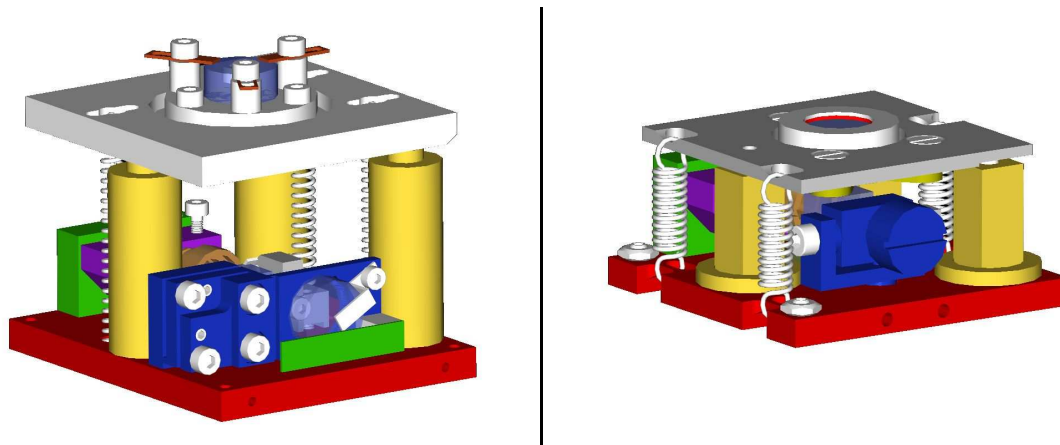


Abb. 5.2: Alte und neue Positioniereinheit im Vergleich. Alte Version, links: $50\text{ mm} \times 60\text{ mm} \times 50\text{ mm}$, neue Version, rechts: $50\text{ mm} \times 50\text{ mm} \times 25\text{ mm}$.

5.2.2 Baugruppe Bodenplatte

Abbildung 5.3 zeigt die Bodenplatte der Positioniereinheit. Sie trägt neben den hier ausgeblendeten Antriebselementen die Bauteile des Interferometers. Mittels Zugfedern wird eine kinematisch bestimmte, mechanisch stabile Einheit mit der Deckplatte hergestellt, die ihrerseits den Messspiegel trägt.

Über drei in der Bodenplatte angeordnete Justierschrauben ist eine Justierung der Messstrahlrichtung senkrecht zur Auflageebene möglich, soweit dies nicht mit Hilfe der Kollimatorjustierung erfolgen kann.

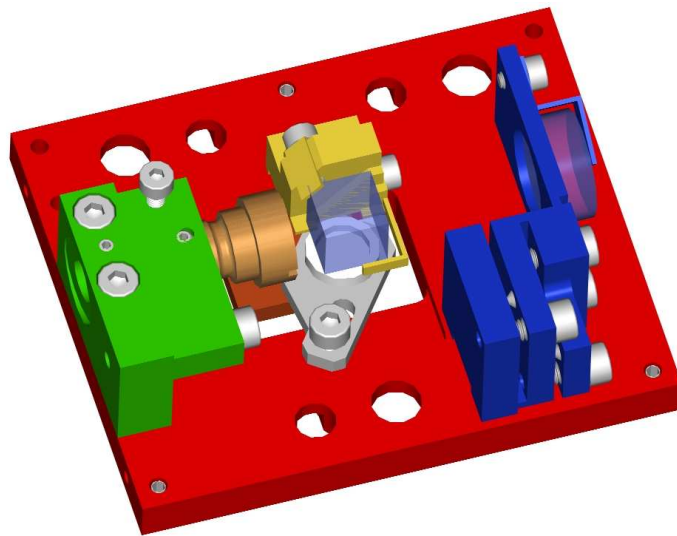


Abb. 5.3: Baugruppe Bodenplatte (rot) mit Laserauskopplung (grün) und Kollimatorhalterung (orange), Teilerwürfelhalter (gelb), Referenzspiegelhalter (blau) und Abtasteinrichtung (grau). Nicht dargestellt: Antriebselemente (Piezoaktuatoren) und Spannelemente.

5.2.2.1 Antriebselemente

Zur physikalischen Realisierung der Bewegung werden Piezoaktuatoren vom Typ P-840.10 der Firma Physikinstrumente GmbH eingesetzt. Sie werden mit Hilfe eines rauscharmen Hochspannungsverstärkers E-503 angesteuert [Phy05f]. Der ausgewiesene Bewegungsbereich der Aktuatoren beträgt $\Delta l_{Piezo} = 15 \mu m$ bei $\Delta U = 100 V$. Da der nutzbare Spannungshub des Verstärkers $\Delta U_{max} = 140 V$ beträgt, konnte ein effektiver Bewegungsbereich $\Delta l_{max, Piezo} \approx 18 \mu m$ ermittelt werden.

Die Winkelregelung erfolgt ebenfalls mittels der Aktuatoren, vgl. Abschnitt 3.3.3.2 auf S. 45. Der für die translatorische Bewegung genutzte Hub muss also entsprechend begrenzt werden, um Stellspielraum für die Rotation zu gewinnen. Es wurde ein Spielraum von $\pm 3 \mu m$ festgelegt, wodurch $\pm 30 \text{ arcsec}$ Winkelstellung möglich werden. Der verbleibende translatorische Bewegungsbereich beträgt $\Delta l_{max, Piezo} = 12 \mu m$.

In den beiden Varianten der Positioniereinheit kamen unterschiedliche Aktuatoren zum Einsatz. Die zunächst eingesetzten Aktuatoren P-840.10 sind vollständig gekapselt und mechanisch hochbelastbar, bestimmen jedoch durch ihre Größe von $\varnothing 12 \times 32$ die Gesamtbaugröße der Positioniereinheit maßgeblich [Phy05e]. Bei Einsatz ungekapselter Aktuatoren P-802.10 mit einer Größe von $\square 7 \times 18$ ist eine erhebliche Baugrößenreduzierung

möglich. Daraus erklärt sich die wesentliche Bauhöhenreduzierung der zweiten Variante der Positioniereinheit. Zum Schutz der Aktuatoren vor Scherkräften ist in diesem Fall ein Gehäuse notwendig.

Die elektrische Verbindung der Antriebselemente zum Hochspannungsverstärker ist zu Transport- und Handhabungszwecken durch Stecker leicht lösbar.

Mit Hilfe der Antriebselemente erfolgt die in den Prototypen notwendige Modulation des Messspiegels zur Winkel- und Signalregelung und zur Ermittlung der Signalparameter mittels rekursiver Regression, vgl. Kapitel 3.3.3.2 (S. 45) und 4.3.3 (S. 55).

5.2.2.2 Laserauskopplung

Die Halterung des Lichtwellenleiters sowie die Kollimatorjustierung erfolgt mittels Standardkomponenten der Fa. SIOS Meßtechnik GmbH, Ilmenau. Der eingesetzte Kollimator erzeugt bei einer Brennweite von $f_{Koll} = 15\text{ mm}$ ein paralleles Laserbündel mit einer Strahltaile $w_0 \approx 1,5\text{ mm}$. Die Ebenheit der Wellenfronten ist durch die hohe Qualität der eingesetzten Kollimatoren der Fa. Anteryon, Eindhoven, gesichert [Ant04].

An der Laserseite ist der Lichtwellenleiter für den praktischen Einsatz und eine einfache Handhabung der Positioniereinheit mit einer lösbaren LWL-Verbindung ausgerüstet.

5.2.2.3 Strahlteiler

Zur Amplitudenteilung der Laserstrahlung wird ein nichtpolarisierender Strahlteiler eingesetzt, der spannungsfrei befestigt ist. Eine Klemmung hat sich aufgrund der geringen Baugröße von Strahlteiler und Strahlteilerhalter als nicht stabil genug erwiesen. Die an den Prototypen vorhandene Klemmung dient lediglich der Fixierung während der Aushärtung des eingesetzten Klebstoffes. Die korrekte Lage des Strahlteilerwürfels ist dabei durch drei Auflagekanten gewährleistet.

5.2.2.4 Referenzspiegel und Referenzspiegeljustierung

Es wird ein polarisationsneutral silberbeschichteter Planspiegel verwendet. Der Spiegel ist vorderflächig geklemmt, um temperaturbedingte Spannungen und Verlagerungen zu minimieren. Zur langzeitstabilen Sicherung der radialen Lage wurde der Spiegel nicht nur geklemmt, sondern zusätzlich mittels eines elastischen Klebstoffs punktuell fixiert. Die Klebepunktfixierung erfolgt zwischen dem Rand des Spiegels und einer seitlichen Anlage.

Von besonderer Wichtigkeit für die Realisierung des Systems ist der Referenzspiegeljustierer. Er muss neben der Sicherung der temperaturstabilen axialen Lage die rotatorische Justierung des Referenzspiegels gestatten. Es kommen an dieser Stelle Einkörpergelenke zum Einsatz. Bei einer Bauhöhe von 15 mm der Einkörpergelenke ist eine Justierung gerade noch möglich. Die erforderliche Feinfühligkeit der Winkeljustierung beträgt in der Positioniereinheit 1 arcsec . Versuche mit kleineren Bauhöhen scheiterten an der Größe der Gewinde und der aufgrund der kurzen Hebelarmlängen erreichbaren größeren Feinfühligkeit. So ließ sich ein würfelförmiges Justiergelenk mit Kantenlängen von 12 mm zwar herstellen, die Justierung und Fixierung des Winkels war jedoch trotz Anwendung des Zug-/Druck-Prinzips nicht gewährleistet.

Im zweiten, kompakteren Prototypen wird ein neugestalteter Justierer eingesetzt. Er gestattet durch eine zentrale Aufhängung des Referenzspiegels im Drehpunkt der zwei Achsen des Systems eine unabhängige Justierung der Spiegelkipfung in zwei Achsen, wobei die Spiegelvorderfläche totstreckenminimiert platziert ist. Die Justierung erfolgt durch externe Elemente, die während der Justierung an der Positioniereinheit angebracht sind.

5.2.2.5 Interferenzbildabtastung

Eine Vierquadrantendiode S4349 der Fa. Hamamatsu tastet das Interferenzbild großflächig ab [Ham05]. Durch die Gewinnung von vier Signalen ist sowohl eine Längen- als auch eine Winkelmessung möglich.

Die Quadrantendiode ist mittels des Langloches in ihrem Halter in einem Bereich von $\pm 2\text{ mm}$ um ihre Mittellage unter dem Strahlteiler verschiebbar, um eine zentrische Lage im Interferenzbild zu ermöglichen.

5.2.3 Baugruppe Deckplatte

Die in Abbildung 5.4 dargestellte Baugruppe besteht aus einer Halterung für den Messspiegel sowie einer Justierplatte. Wesentlich sind die Auflagepunkte an der Unterseite der Deckplatte. Sie sorgen für kinematisch bestimmten, spannungsfreien Kontakt zwischen der Baugruppe und den Piezoaktuatoren, die auf ihrer Oberseite Kugeln tragen.

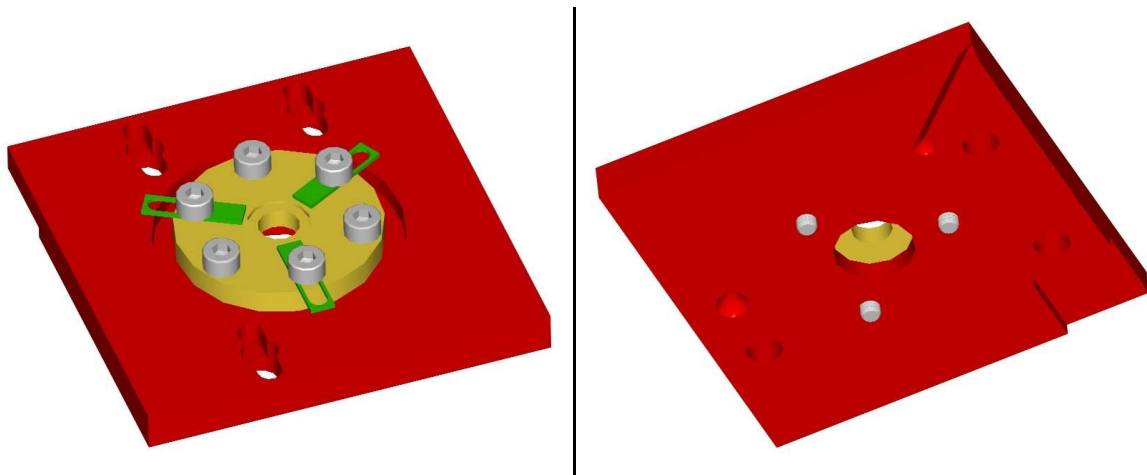


Abb. 5.4: Baugruppe Deckplatte (rot) mit Messspiegelhalter (gelb). Rechts: Unterseite der Deckplatte mit Aufnahmen für Antriebselemente durch kinematisch bestimmte, spannungsfreie Dreipunktauflage.

5.2.3.1 Messspiegel und Messspiegeljustierung

Die Messspiegelhalterung erfolgt über Klemmbügel, die in Kombination mit Unterlegscheiben eine Klemmung unterschiedlich großer Messspiegel zulassen. Es ist somit möglich, neben Planspiegeln beispielsweise Siliziumsubstrate einzusetzen, die eine für den Prüfling geeignete Zielmarke oder zusätzliche Kalibriermerkmale tragen.

Über drei Justierschrauben, die im Winkel von 120° angeordnet wurden, ist eine Justierung des Messspiegelwinkels relativ zur Deckplatte möglich.

5.2.4 Gehäuse

Ein Gehäuse ist in der ersten Version des Prototypen nicht vorgesehen. Die neue, kompaktere Version der Positioniereinheit auf der Basis ungekapselter Piezoaktuatoren besitzt ein Gehäuse zum Schutz vor Scherkräften. Dieses Gehäuse schirmt zudem Störlicht und Luftzug ab. Es ist in Abbildung 5.5 dargestellt.

5.3 Prüfling

Das Kalibriersystem kann sowohl zur Kalibrierung von Rastersondenmikroskopen als auch für Taster und Rauheitsmessgeräte eingesetzt werden. Kalibrierungen eines Rastersonden-

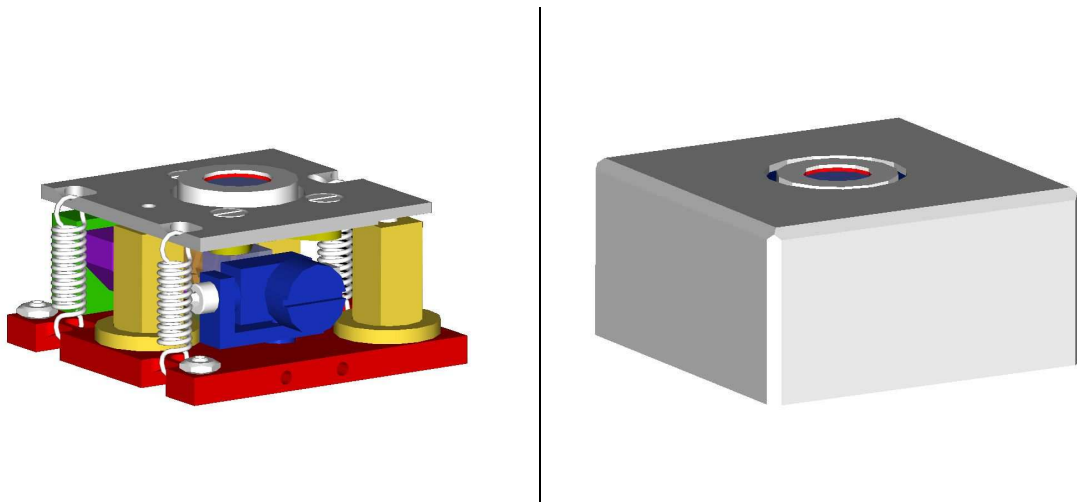


Abb. 5.5: Kompakte Positioniereinheit links ohne, rechts mit Gehäuse. Außenabmessungen: $50\text{ mm} \times 50\text{ mm} \times 25\text{ mm}$.

mikroskops und eines Tasters konnten im Rahmen der Arbeiten demonstriert werden. Die Ergebnisse werden in Abschnitt 7, vgl. S. 113 ff., dargestellt.

5.3.1 Mechanische Kopplung

Die mechanische Kopplung von Prüfling und Normal erfolgt durch Unterstellen des Normals unter den Prüfling. Während das Rastersondenmikroskop als Mikroskopobjektiv ausgelegt ist und deshalb durch den Objektivrevolver gehalten wurde, musste der Taster für den Kalibriervorgang in einen Messständer eingesetzt werden. In beiden Fällen konnten die Kalibriervorgänge innerhalb weniger Minuten durchgeführt werden.

5.3.2 Elektrische und informatische Kopplung

Zur elektrischen Kopplung von Prüfling und Normal stehen an der Signalverarbeitungseinheit des Kalibriersystems neben vier Anlogeingängen je acht digitale Ein- und Ausgänge zur Verfügung. Damit ist eine einfache Aufzeichnung mehrerer analoger Ausgangssignale durch das Kalibriersystem möglich, bei Bedarf sind die digitalen Ein- und Ausgangssignale zur Steuerung des Kalibriervorganges nutzbar, wie zur Messwertaufzeichnungs- oder Schritttriggerung.

Bei den im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Kalibrierungen eines Rastersondenmikroskops vom Typ *SiS UltraObjective* wurde auf eine externe Triggerung des Kalibrier-

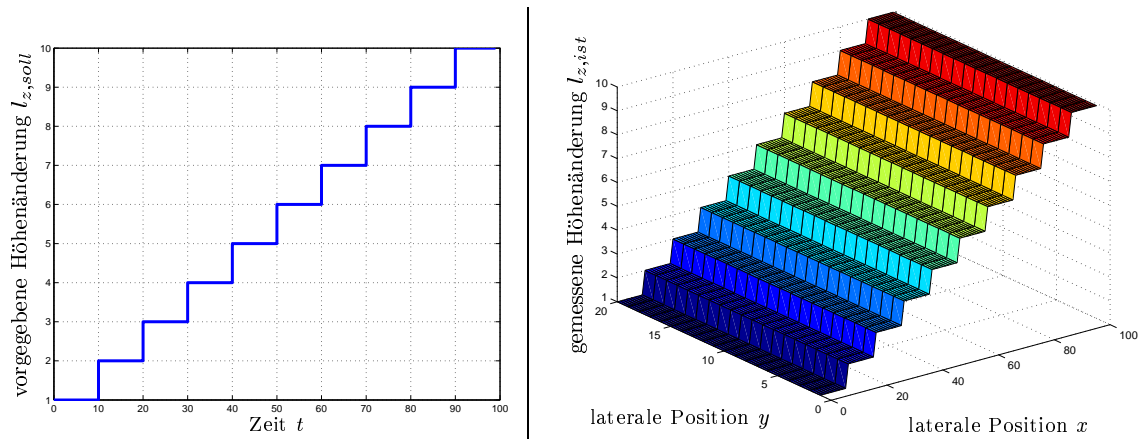


Abb. 5.6: Prinzip der Kalibrierung eines Rastersondenmikroskops durch zeitliche Höhenänderung der Positioniereinheit. Links: Höhenänderung der Positioniereinheit, rechts: mit Mikroskop abgetastete, virtuelle Oberfläche.

systems und die direkte Aufzeichnung der Prüflingsdaten verzichtet und stattdessen zur Kalibrierung eine stufenförmige Positionierung des Messspiegels vorgenommen. Das *SiS UltraObjective* tastete die so geschaffene virtuelle Oberfläche ab. Die über Zeit vorgegebene Höhenänderung und die resultierende virtuelle Oberfläche sind in Bild 5.6 qualitativ gezeigt. Anschließend wurde mit Hilfe der Auswertesoftware des *SiS UltraObjective* ein Profilschnitt der Oberfläche gewonnen, der in MATLAB übernommen und ausgewertet wurde. Die Messdaten des induktiven Tasters wurden hingegen direkt mit dem Kalibriersystem aufgezeichnet und nach der Messung ebenfalls in MATLAB verarbeitet.

Mittels einfacher Änderungen der *DSP-Firmware* ist die Anpassung und Erweiterung der Datenein- und ausgabemöglichkeiten durchführbar. Ebenso ist dadurch neben der aktuell vorgesehenen Triggerung von Vorgängen über die digitalen Eingänge eine Ausgabe von Statussignalen auf den digitalen Ausgängen möglich.

5.4 Digitale Signalverarbeitungseinheit

Eine zentrale Rolle im Gesamtsystem spielt die digitale Signalverarbeitungseinheit. Ihr obliegt die zeitkritische Verarbeitung von Daten, wie die Erfassung der Längen- und Winkelmesssignale und die Positionsregelung. Sie enthält neben einem *Mainboard* zur Aufnahme und elektrischen Verbindung des DSP und der Ein-/Ausgabemodule die zur Spannungs-

versorgung notwendigen Netzteile. Die Einheit ist in einem 19“-Einschub untergebracht, siehe Abb. 5.7.

Die zur Spannungsversorgung notwendige Netzteilplatine ist identisch mit der am Institut für Prozessmess- und Sensortechnik der TU Ilmenau entwickelten Nanopositionier- und Nanomessmaschine, während das *Mainboard* und die Ein-/Ausgabemodule Weiter- bzw. Neuentwicklungen im Rahmen dieser Arbeit darstellen. Auf diese Komponenten wird im folgenden näher eingegangen.



Abb. 5.7: Frontansicht der digitalen Signalverarbeitungseinheit

5.4.1 Mainboard

Das *Mainboard* des Kalibriersystems ist in Abb. 5.8 dargestellt. Es basiert auf dem *Mainboard* „DSP-BASIS“ der Nanopositionier- und Nanomessmaschine [Hau02]. Im Gegensatz zu dieser Platine ist es jedoch hier wesentlich universeller konzipiert und dadurch für eine große Zahl von Geräten und Aufgaben einsetzbar.

5.4.1.1 Steckplätze

Der Steckplatz zur Aufnahme von DSP-Modulen der Fa. D.SignT, Kerken [D.S05], sowie die Triggermöglichkeit über eine externe BNC-Buchse mittels TTL-Signalen sind identisch mit denen des *Mainboards* der Nanopositionier- und Nanomessmaschine.

Neu ist die Möglichkeit zur beliebigen Aufnahme von bis zu sechs Ein- und Ausgabemodulen nach dem *OMNIBUS*-Standard. Es wird im Gegensatz zum Standard ein lediglich 16 *Bit* breiter Datenbus unterstützt [Inn05b], was für die praktische Anwendung und die auftretenden Datenverarbeitungsraten bis 20 *kHz* keinen Nachteil bedeutet. Ein wesentlicher Vorteil ist der geringere Bauraumbedarf aufgrund des schmaleren Busses sowie der entfallenden Steckleiste auf den eingesetzten Ein-/Ausgabemodulen. Die Universalität des *Mainboards* resultiert aus der konsequenten Umsetzung des *OMNIBUS* hinsichtlich der Anschlussbelegung für die einzelnen Module: Zum Anschluss externer Signale stehen je

Steckplatz der standardgemäß vorgesehene 15-polige SUB-D-Stecker sowie zusätzlich eine Steckerleiste für den Einsatz von Tachocontrollermodulen zur Verfügung.

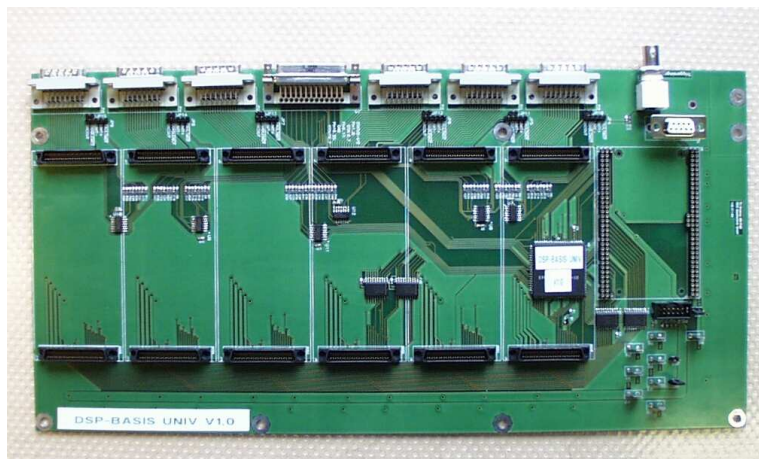


Abb. 5.8: Mainboard „DSP-Basis universal“ mit sechs Steckplätzen für I/O-Module

5.4.1.2 Taktteilung

Während das zunächst eingesetzte DSP-Modul *D.Module.VC33* von D.SignT einen Bustakt von 60 MHz aufweist, arbeitet das *D.Module.C6711* mit einer Frequenz von 100 MHz . Um das Mainboard mit diesem wesentlich leistungsfähigeren DSP-Modul verwenden zu können, ist eine Anpassung des für die *OMNIBUS*-Module generierten Bustaktes notwendig. Durch die höhere Frequenz von 100 MHz kommt es andernfalls zu stärkeren Einstreuungen auf die A/D- und D/A-Wandler der eingesetzten *OMNIBUS*-Module und somit zu verstärktem Rauschen. Dabei ist eine starke Abhängigkeit der Einstreuungen vom Abstand zwischen Bus und Wandlerbausteinen festzustellen. Mittels des *EPLD* des Mainboards wurde deshalb eine Taktteilung von 2:1 realisiert, welche diese Einstreuungen wirksam reduziert.

5.4.1.3 Digitale Ein- und Ausgänge

Zur Ein- und Ausgabe von Status-, Synchronisations- und Steuersignalen mit einer Frequenz von maximal $f_{DIO} = 3,3\text{ MHz}$ stehen jeweils acht digitale Leitungen zur Verfügung. Der Anschluss erfolgt über eine 25-polige SUB-D Buchse.

Die digitalen Ausgangsleitungen können während der Entwicklung der *DSP-Firmware* zur Ausgabe von Laufzeiten und im Normalbetrieb zur Synchronisation vorteilhaft genutzt werden.

5.4.1.4 Spannungsversorgung

Die Betriebsspannung älterer DSP-Module beträgt $U_{C3x} = 5 V$. Da die eingesetzte Netzteilplatine der Nanopositionier- und Nanomessmaschine nur auf ältere DSP-Module ausgelegt ist, wird mittels eines zwischengeschalteten Längsreglers die für die aktuelle DSP-Generation notwendige Betriebsspannung $U_{C6x} = 3,3 V$ bereit gestellt.

5.4.2 DSP und Datenaufzeichnung

5.4.2.1 Leistungsdaten

Während der Entwicklung des Systems kamen zwei unterschiedliche DSP-Module der Fa. D.SignT, Kerken, zum Einsatz [D.S05]. Zunächst wurde das weniger leistungsstarke *D.Module.VC33* eingesetzt. Seine Leistungsdaten sind in Tabelle 5.1 denen des derzeit eingesetzten, wesentlich leistungsstärkeren *D.Module.C6711* gegenübergestellt.

Eigenschaften	D.Module.VC33	D.Module.C6711
Prozessor	TMS320VC33	TMS320C6711
Taktfrequenz	120 MHz	200 MHz
Rechenleistung	120 MFLOPS	1200 MFLOPS
Speicherbestückung	DSP: 34K × 32 Bit, Board: 512K × 32 Bit + 512 KByte FLASH	DSP: 64 KByte, Board: 512 KByte SDRAM + 16 MByte SDRAM + 2 MByte FLASH
Spannungsversorgung	(3,3..5) V	3,3 V

Tabelle 5.1: Leistungsdaten der eingesetzten DSP-Module [D.S05].

Neben der höheren Rechenleistung ist für die Datenverarbeitung im Kalibriersystem vor allem der große Speicher des *D.Module.C6711* von Interesse. So konnte die Messwertverarbeitungsfrequenz der digitalen Signalverarbeitungseinheit von 1 kHz durch Austausch des DSP-Moduls auf 20 kHz gesteigert werden. Dadurch ergibt sich bei dem Prototypen des Kalibriersystems, der mit einem $\frac{\lambda}{2}$ -Interferometer ausgestattet ist, eine maximale Positioniergeschwindigkeit von $v_{z,max} = 1,58 \text{ mm} \cdot \text{s}^{-1}$. Außerdem wurden Datenaufzeichnungsmöglichkeiten, die für statische und dynamische Kalibriervorgänge wichtig sind, erst durch den großen Speicher des *D.Module.C6711* möglich.

5.4.2.2 Datenaufzeichnung

Die Signalverarbeitungseinheit gestattet die Aufzeichnung relevanter Daten sowohl des Kalibriersystems als auch des angeschlossenen Prüflings. Dabei ist eine Aufzeichnungsfrequenz von maximal 20 kHz möglich. Der Nutzer kann Umfang und Kombination der aufzuzeichnenden Daten frei bestimmen. Wählbar sind beispielsweise:

- Längen- und Winkelposition des Messreflektors
- alle Kanäle der A/D-Wandler
- alle geschätzten Parameter der Lissajousfigur
- die korrigierten Quadratursignale des Interferometers.

Dadurch sind im laufenden Betrieb des Systems umfangreiche Diagnosemöglichkeiten gegeben.

Werden sämtliche verfügbaren Daten ausgewählt, so ergibt sich eine Blockgröße je Taktzyklus von 88 Byte . Es fallen damit $3.520.000\text{ Byte} \cdot \text{s}^{-1} \approx 3,4\text{ MByte} \cdot \text{s}^{-1}$ Daten an, und der Speicher des DSP-Moduls wäre nach wenig mehr als 4 s Messzeit gefüllt.

Eine Echtzeitübertragung dieser Daten an den steuernden PC wäre nur unter Nutzung einer entsprechend schnellen Schnittstelle möglich, derzeit ist jedoch nur eine *RS-232*-Schnittstelle vorgesehen. In Anhang A.1 ist eine Übersicht gängiger Schnittstellen gegeben. Eine geeignete *USB 2.0*-Lösung befindet sich derzeit für die DSP-Umgebung am Institut für Prozessmess- und Sensortechnik in der Entwicklung.

Beim derzeitigen Stand des Kalibriersystems muss also selbst bei Nutzung des gut ausgestatteten *D.Module.C6711* abgewogen werden, welche Daten tatsächlich aufgezeichnet werden. Während der Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit hat sich bei statischen Kalibriervorgängen die alleinige Aufzeichnung der Normal- und der Prüflingslängenmessdaten mit einer Taktfrequenz von 1 kHz bewährt. Je Takt fallen dabei 8 Byte und somit $8\text{ KByte} \cdot \text{s}^{-1}$ Daten an. Die maximal mögliche Messdauer beträgt 2000 s , was selbst bei aufwändigen Messungen ausreichend ist. Dynamische Kalibriervorgänge hingegen sind von kurzer zeitlicher Dauer, so dass dann alle notwendigen Daten mit hohen Taktfrequenzen bis 20 kHz aufgezeichnet werden können.

5.4.3 DSP-*Firmware*

5.4.3.1 Übersicht

Die *Firmware*, also die Software des DSP, arbeitet entsprechend des Struktogramms in Abb. 5.9 zeitkritische Aufgaben ab. Im folgenden werden diese Aufgaben näher erläutert.

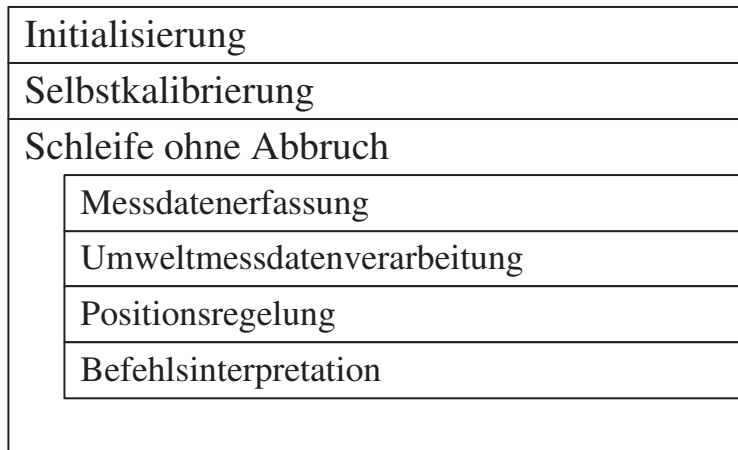


Abb. 5.9: Aufgaben und Ablauf der *Firmware* des DSP

5.4.3.2 Initialisierung

Die Initialisierung läuft in mehreren Schritten ab. Zunächst erfolgt die Initialisierung der zur Datenspeicherung, Datenverarbeitung und Programmsteuerung benötigten Variablen. Anschließend wird die eingebundene Hardware initialisiert. Dieser Schritt umfasst unter anderem die Konfiguration des DSP-Moduls sowie die Initialisierung des *Mainboards* und der Ein-/Ausgabemodule.

Die Initialisierung wird mit dem Laden von Konfigurationsdaten für die UART sowie der Reglerparameter aus dem *Module Configuration File* des DSP-Moduls abgeschlossen.

5.4.3.3 Selbstkalibrierung

Die Selbstkalibrierung des Systems dient dazu, die Interferometer-Ausgangssignale durch Regelung der Signalnullpunktverschiebung so zu konditionieren, dass sich die Signale innerhalb des Aussteuerbereiches der angeschlossenen A/D-Wandler befinden. Dies geschieht mit Hilfe von vier unabhängigen PI-Reglern, die eine Nullpunktverschiebung der erfassten Fotoströme vornehmen.

Nach erfolgter Nullpunktregelung werden die Signalparameter Amplitude, Nullpunkt- und Phasenverschiebung mit Hilfe der rekursiven Regression ermittelt. Dazu werden die

Interferometersignale durch eine gezielte Bewegung des Messreflektors des Interferometers moduliert. Die Bewegung erfolgt durch die drei Piezoaktuatoren der Positioniereinheit, vgl. Kapitel 4, und entspricht im zeitlichen Verlauf einem Dreiecksignal mit einer Frequenz von 2 Hz .

5.4.3.4 Messdatenerfassung

Während dieses Programmschrittes werden die mittels der A/D-Wandler erfassten Signale eingelesen und zur weiteren Verarbeitung vorgehalten.

5.4.3.5 Erfassung und Verarbeitung der Umweltmessdaten

Über eine in ein *OMNIBUS*-Modul integrierte UART wird ein von einer Umweltmesseinheit stammender Datenstrom in die digitale Signalverarbeitungseinheit eingelesen, um die Brechzahlkompensation des Laserinterferometersignals durchzuführen.

5.4.3.6 Translatorische und rotatorische Positionsregelung

Zur translatorischen und rotatorischen Positionsregelung wurden drei PID-Regler implementiert. Sie sind über die Benutzeroberfläche des Systems von MATLAB aus parametrierbar. Die rotatorische Positionsregelung des Messreflektors erfolgt in der Regel auf

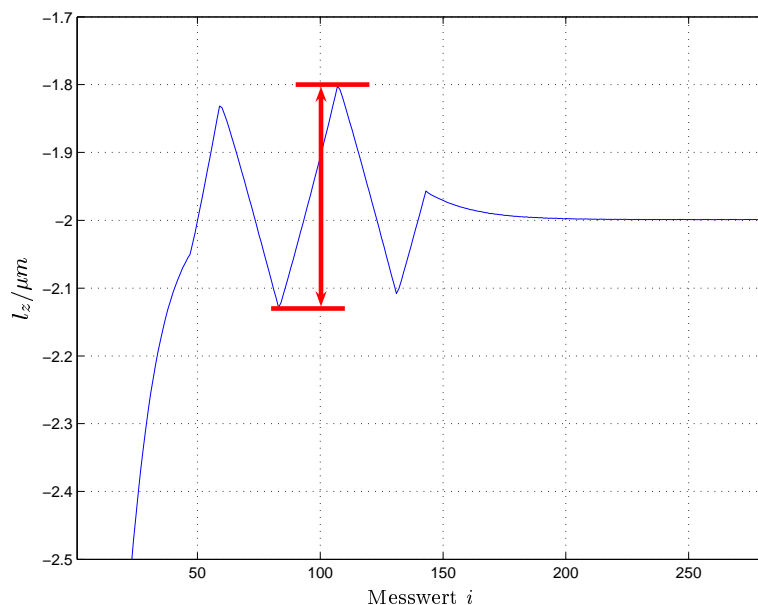


Abb. 5.10: Modulation des Messreflektors über $\pm 0,5$ Ordnungen nach Führungsgrößenänderung (Ausschnitt aus einer stufenförmigen Kalibrierfunktion).

eine konstante Führungsgröße. Der Absolutwert ist nur von sekundärem Interesse. Ziel der

Regelung ist lediglich die Einhaltung einer konstanten Winkellage. Bei der Selbstkalibrierung des Systems wird die Initiallage des Messreflektors und daraus die Führungsgröße der beiden rotatorischen Winkelregler bestimmt.

Die Winkeländerung des Messreflektors ist auf einer festen translatorischen Position im Rahmen der auftretenden Messdauern mit Abweichungen $\Delta\Theta_{x,y} < 0,1 \text{ arcsec}$ vernachlässigbar, vgl. Abbildung 6.5 auf Seite 98. Daher wird die Winkelregelung nur nach Führungsgrößenänderungen des translatorischen Positionsreglers aktiviert.

Zum Zwecke der Winkelregelung erfolgt eine Bestimmung der Signalparameter des Interferometers mittels rekursiver Regression. Durch die dazu notwendige Modulation über ± 0.5 Ordnungen ergibt sich der in Abbildung 5.10 dargestellte typische Verlauf des Längenmesssignals. Die Winkelregelung wird aktiviert, wenn nach Führungsgrößenänderungen des Längenreglers erstmals eine definierte Regelabweichung des Längensignals unterschritten wird. Die Längenregelung ist während des dann ablaufenden Winkelregelzyklus deaktiviert. Man erkennt in der Abbildung die drei Phasen der einschwingenden Längenregelung, der gezielten Modulation zur Winkelregelung und der anschliessend wieder einsetzenden Längenregelung.

5.4.3.7 Befehlsinterpretation

Der Befehlsinterpretierer hat die Aufgabe, Daten, die vom steuernden PC an die digitale Signalverarbeitungseinheit gesendet werden, auszuwerten. Er dekodiert Befehle und steuert mittels der empfangenen Befehle und Daten den Positionier- und Messablauf.

5.4.4 A/D- und D/A-Wandlermodule

Im Kalibriersystem müssen unterschiedliche Signale aufgezeichnet und ausgegeben werden. Dazu sind entsprechend gestaltete A/D- und D/A-Wandler notwendig.

Die Positioniereinheit stellt mittels einer Quadrantendiode vier Interferometerausgangssignale zur Verfügung. Diese Signale dienen der gleichzeitigen Längen- und Winkelmessung mit dem in die Positioniereinheit integrierten Laserinterferometer und müssen A/D-gewandelt werden. Die Nullpunktverschiebung dieser Signale muss vorgeregelt werden, um die Signale in den Erfassungsbereich der entsprechenden vier A/D-Wandler zu bringen. Dazu sind wiederum vier unabhängige D/A-Kanäle notwendig. Zusätzlich werden

im Kalibriersystem mindestens drei D/A-Kanäle zur Ansteuerung der Piezoaktuatoren benötigt. Zur Erfassung von Prüflingssignalen muss mindestens ein weiterer A/D-Kanal verfügbar sein. Dieser Kanal muss unterschiedliche Signalamplituden verarbeiten können und Signale im Zeitbereich mit variablen Grenzfrequenzen filtern können.

Die am Institut für Prozessmess- und Sensortechnik zur A/D- und D/A-Wandlung in der Nanopositionier- und Nanomessmaschine vorhandenen hochauflösenden Module weisen jeweils zwei A/D- und D/A-Kanäle auf [Hau02]. Zudem besitzen diese Module diskret aufgebaute Filter zweiter Ordnung mit fester Grenzfrequenz und fester Verstärkung. Eine Änderung der Filter- und Verstärkereigenschaften ist nur durch Hardwareanpassung möglich, und der Einsatz der vorhandenen Module würde die Flexibilität eines damit aufgebauten Kalibriersystems stark einschränken. Zudem sind für das kompakte Kalibriersystem eine Vielzahl der auf den Modulen vorhandenen A/D- und D/A-Wandlerkanäle notwendig. Kommerziell verfügbare Wandlerkarten mit Multiplexern sind ebenfalls nicht einsetzbar, da sie zwar auf einem Modul die erforderliche Anzahl an A/D-Kanälen aufweisen, jedoch keine zeitsynchrone Aufzeichnung von Signalen gestatten. Dies ist jedoch eine wichtige Voraussetzung für eine fehlerarme Demodulation der Interferometer-Quadratursignale.

Es wurden daher im Rahmen der vorliegenden Arbeit neue, geeignete Module mit je vier separaten A/D- und D/A-Kanälen entwickelt, aufgebaut und untersucht. Diese Module eignen sich auch für andere Projekte sowie allgemeine Messaufgaben im Laborbetrieb. Aufbau und Funktion der Wandlerkarten werden im folgenden beschrieben.

5.4.4.1 Wandlerkarte mit 16-Bit-D/A-Wandlern

Zunächst wurde ein hinsichtlich der Ansteuerung und der Softwareeinbindung mit der Zweikanalvariante kompatibles, vierkanaliges 16-Bit-Modul entworfen. Die Struktur des Moduls ist in Abbildung 5.11 dargestellt.

Besonderer Wert wurde bei der Entwicklung auf die identische Anordnung der einzelnen Kanalbausteine gelegt, um vergleichbare Eigenschaften der einzelnen Kanäle zu erzielen. Zwei weitere wichtige Aspekte waren die Trennung von digitalen und analogen Steuer- und Signalleitungen sowie die Entkopplung der Bausteine mittels hochwertiger Keramik-kondensatoren [Lin05a, Tai05]. Die Abbildungen 5.12 und 5.13 zeigen die D/A- und die A/D-Wandlerseite des Moduls. Deutlich sind die identisch aufgebauten Kanäle zu erkennen, wobei Abb. 5.13 zusätzlich einen Blick auf die Leiterzüge unter den Bausteinen der

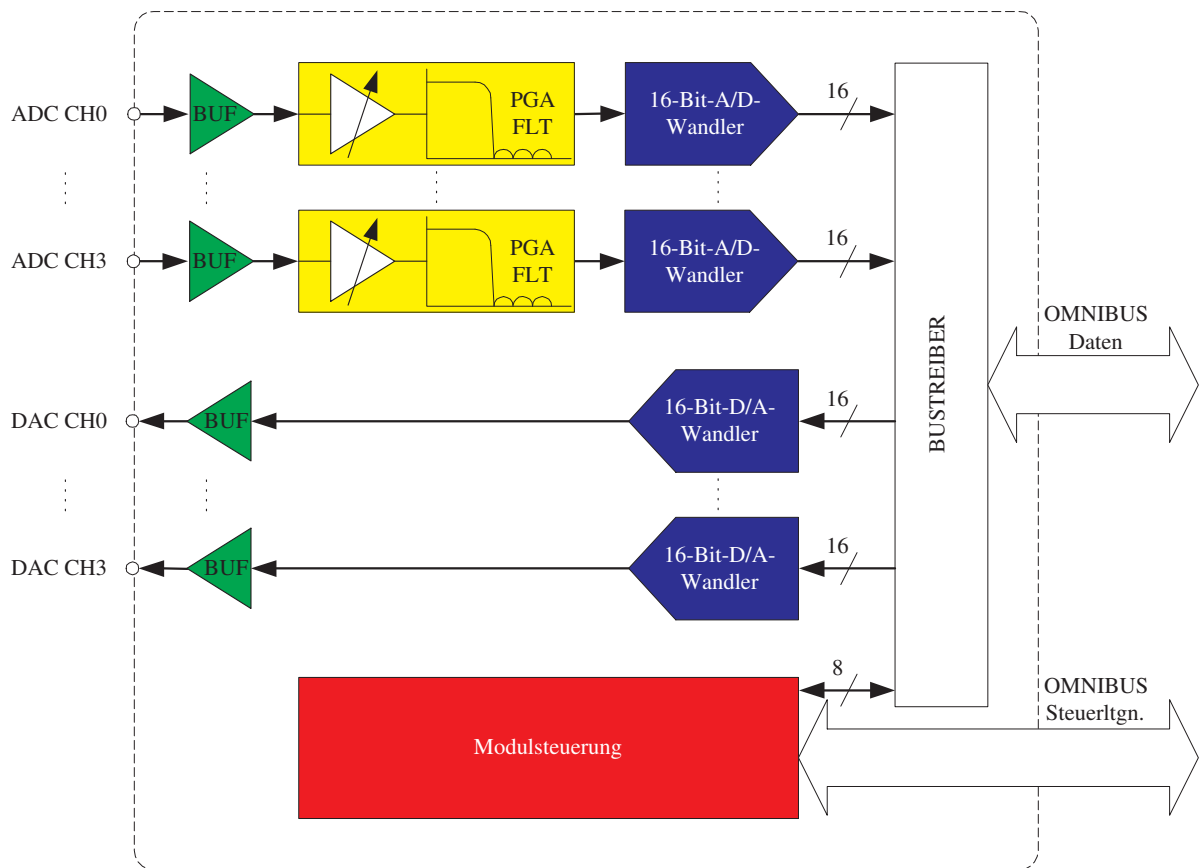


Abb. 5.11: Struktur des 16-Bit-Wandlermoduls

A/D-Kanäle gewährt. Unter den Filtern und A/D-Wandlern sind keine hochfrequenten digitalen Signalleitungen geführt. Dadurch werden Einstreuungen durch die digitale Signalübertragung auf der Karte vermieden. Aufgrund der Komplexität der Karte und der fest vorgegebenen Größe kommt eine sechslagige Leiterkarte zum Einsatz.

Es werden hochwertige, rauscharme A/D-Wandler und aktive Filter achter Ordnung von Linear Technology Corp. in Miniaturbauform verwendet [Lin05c, Lin05b]. Durch die einstellbaren Filter zur Wahl einer Grenzfrequenz $f_c = 10..150 \text{ kHz}$ in 10 kHz -Schritten sowie von Verstärkungsfaktoren $G = 1..16$ ist eine variable Signalkonditionierung der Eingangssignale möglich. Der maximale Ein- und Ausgangsbereich beträgt $U_{ein} = U_{aus} = \pm 10 \text{ V}$ und ist durch geringfügige Hardwareanpassung an spezielle Anforderungen anpassbar.

Die praktische Untersuchung der Eigenschaften des fertigen Moduls ergab gegenüber dem bisher eingesetzten Zweikanalmodul eine Verbesserung der charakteristischen Standardabweichung digitalisierter Signale um 50% auf weniger als $s_{ADC} = 1,15 \text{ LSB}$. Im so-

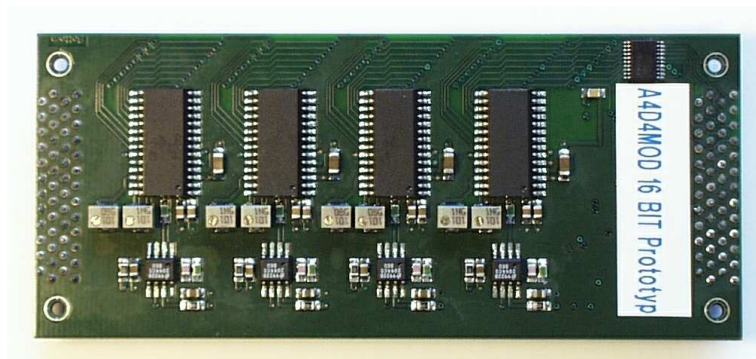


Abb. 5.12: Wandlermodul,
D/A-Seite

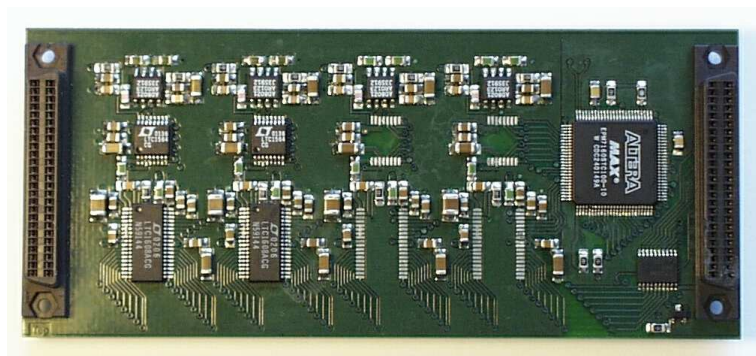


Abb. 5.13: Wandlermodul,
A/D-Seite

genannten *Mute Mode* der Filter zeigt sich das Eigenrauschen der A/D-Wandler mit einer Standardabweichung von $s_{Mute} = 0,75 \text{ LSB}$ im Vergleich zur Spezifikation der Wandler ($s_{spec} = 0,7 \text{ LSB}$) nur unwesentlich größer. Die Linearitätsabweichungen wurden mit Hilfe eines Präzisionsspannungsgebers ermittelt und können mit 1 LSB angegeben werden.

Auch im dynamischen Bereich genügen die A/D-Wandler hohen Anforderungen. In der Frequenzanalyse eines mit 300 kHz abgetasteten Sinussignals ($f_{sin} = 3 \text{ kHz}$) zeigt sich das im Verhältnis zum Signal hervorragende Rauschniveau des Systems. Der Dynamikumfang beträgt 100 dB .

5.4.4.2 Wanklerkarte mit 20 Bit-D/A-Wandlern

In den letzten Jahren wurde von verschiedenen Herstellern digitaler Piezo-Hochspannungsverstärker ein Technologieschritt hinsichtlich der Auflösung der Ausgangsspannung vollzogen. Während bis zum Jahr 2000 16-Bit-Wandler Stand der Technik waren, sind dies gegenwärtig 20-Bit- und teilweise sogar 21-Bit-Wandler [Phy05a, Phy05b, Sif05, Sif04]. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit war der Schritt zu höher auflösenden D/A-Wandlern notwendig, um diese Technologie für hochauflösende Positionieraufgaben entsprechend der Anforderungen an die Positionieraufösung nanoskaliger Kalibriersysteme nutzbar zu machen. Bild 5.14 zeigt die Struktur des entwickelten vierkanaligen 20-Bit-Wandlermoduls.

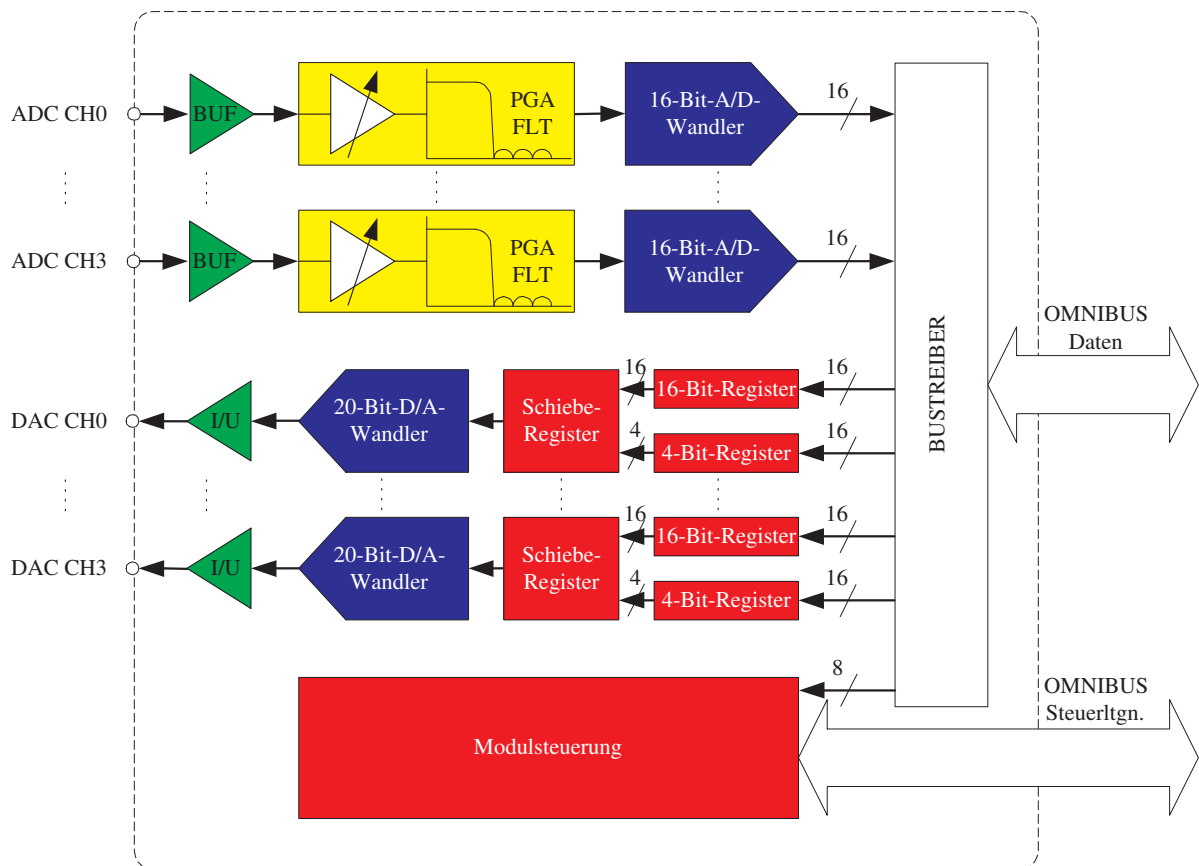


Abb. 5.14: Struktur der Vierfach-A/D- und D/A-Wandlerkarte mit 20-Bit-D/A-Wandlern. EPLD für Modulsteuerung (rot) enthält Register für Datenumsetzung

Bei dem ausgewählten 20-Bit-D/A-Wandler handelt es sich um einen seriellen D/A-Wandler PCM1702 von *Texas Instruments* [Tex05a]. Die Ansteuerung des Wandlers erfordert aufgrund des 16-Bit-Datenbusses neben der Speicherung je eines 16 *Bit* und 4 *Bit* breiten Datenwortes die Umsetzung dieser Datenworte in einen seriellen Datenstrom definierter Frequenz. Weiter ist die Bedienung der Steuerleitungen des Bausteins kritisch für dessen Funktion. Die Signalumsetzung wurde während der Voruntersuchungen mittels eines Einchipmikrorechners durchgeführt, im anschließend realisierten *OMNIBUS*-Wandlermodul erfolgte eine Implementierung im EPLD der Modulsteuerung.

Bei statischen Messungen zeigte sich eine deutliche Nullpunktdrift des Ausgangssignals. Untersuchungen im Rahmen der Arbeit ergaben einen statistisch eindeutigen, signifikanten Zusammenhang zwischen Temperaturänderungen und Nullpunktdrift, der etwa $\Delta U(\vartheta) = 150 \mu V K^{-1}$ beträgt. Für den Einsatz des Wandlers als Stellglied in Regelkrei-

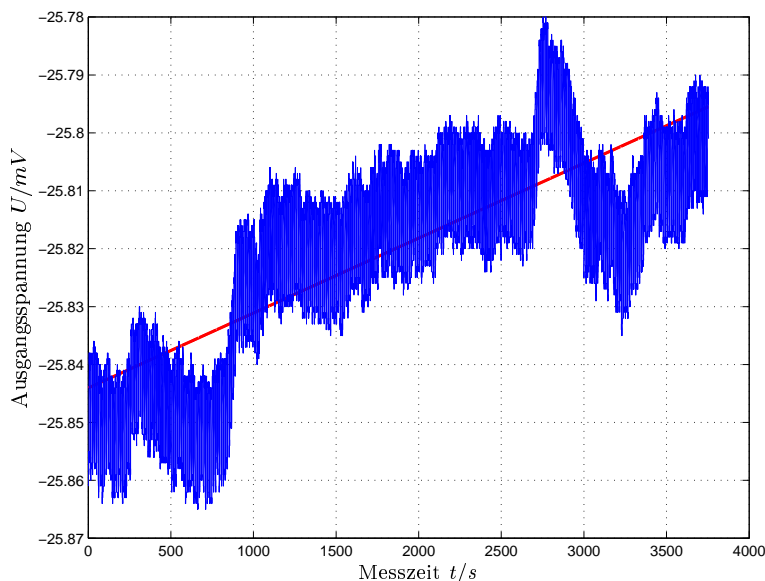


Abb. 5.15: Kurzzeitstabilität und Reproduzierbarkeit der kleinsten möglichen Spannungsschritte. Drift: $\Delta U(t) \approx 0,013 \mu V s^{-1} \cdot t$, Soll-Schritthöhe: $20 \mu V$.

sen, wie hier im Kalibriersystem, ist dieser Effekt ohne Belang, da die Drift vom Regler kompensiert wird. In anderen Anwendungsfällen muss beachtet werden, dass der Wandler erst nach einer Einlaufzeit eine stabile Temperatur erreicht. Diese Einlaufzeit hängt von der gewünschten Spannungsstabilität und den Temperaturverteilungen in der Signalverarbeitungseinheit ab. Daher ist die Einlaufzeit in diesen Fällen spezifisch zu ermitteln.

Kurzzeitstabilität und Auflösung des Systems sind aus Darstellung 5.15 ersichtlich. Hier wurde in einem Takt von $5 s$ das *LSB* des Wandlereingangssignals umgeschaltet. Mit einer Drift von $\Delta U(t) \approx 0,013 \mu V s^{-1} \cdot t$ und sehr gut reproduzierbaren kleinsten Spannungsschritten von $\Delta U_{min} = 20 \mu V$ ist das aufgebaute D/A-Wandlersystem für die präzise Ansteuerung von Positioniersystemen gut geeignet. Die auf der Basis des PCM1702 weiterentwickelte Vierkanal-A/D- und D/A-Wandlerkarte mit einer D/A-Auflösung von $20 Bit$ ist in Abbildung 5.16 zu sehen. Die A/D-Wandlerschaltung wurde von der 16-Bit-

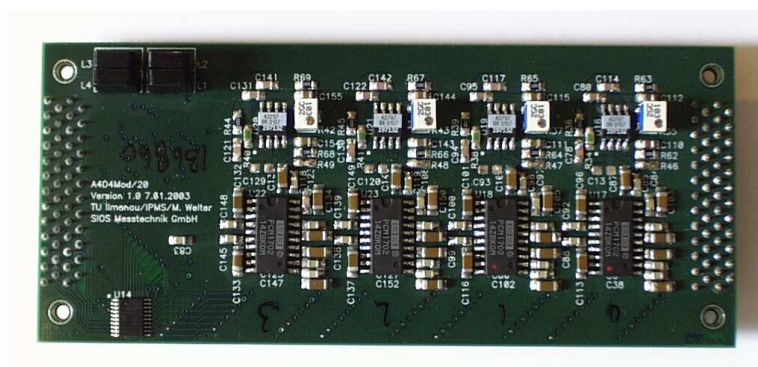


Abb. 5.16: Vierfach A/D- und D/A-Wandlerkarte mit 20-Bit-D/A-Wandlern

Variante, vgl. Kap. 5.4.4.1 ab S. 78, übernommen und hinsichtlich Nullpunktabweichung und Nullpunktdrift verbessert.

Die D/A-Wandler sind, je nach DSP-Modul, mit maximal 15 MHz seriell getaktet. Werden die D/A-Wandler während des Wandlungsvorganges der A/D-Wandler mit neuen Daten beschrieben, so zeigt sich aufgrund der seriellen Datenübertragung auf dem Wandlermodul zunächst eine vergrößerte Standardabweichung $s_{ADC^*} \geq 2,5..4,5 LSB$. Die Ansteuerung der A/D- und D/A-Wandler wurde daher derart abgestimmt, dass gegenüber der 16-Bit-D/A-Karte ein unverändert geringes Rauschniveau und die selbe Linearität erreicht wird. Schaltungstechnische Maßnahmen führen zu einer wesentlich verbesserten Nullpunktstabilität der A/D-Wandler. Durch die realisierte Ansteuerung im EPLD werden volle 20 Bit Auflösung seitens der D/A-Wandler bei maximal möglichen 500 kHz Tastfrequenz erreicht.

Die Karte ist pinkompatibel zur bisherigen 16-Bit-Lösung und kann, bei reduzierter Auflösung von 16 Bit, nach Austausch des zugehörigen Header-Dateien und geringfügiger Anpassungen der DSP-Software, anstatt der zuvor beschriebenen 16-Bit-Lösung eingesetzt werden. Die Nutzung der vollen D/A-Auflösung erfordert das Schreiben von zwei 16-Bit-Datenworten in die jeweiligen Register.

Damit stehen für das Kalibriersystem zwei leistungsfähige Wandlermodule zur Verfügung.

5.4.5 Hardwareschnittstellen zwischen DSP und PC

Es sind zahlreiche Schnittstellen und Bussysteme zur Nutzung in Rechnern und Laborgeräten entwickelt worden und verfügbar [Mor97b]. In Anhang A befindet sich eine Übersicht verschiedener Bussysteme und Hardwareschnittstellen, die zur Verbindung von elektronischen Geräten verwendet werden können.

Für das Kalibriersystem wurde die Schnittstelle RS-232 ausgewählt. Sie ist zwar im Vergleich zu anderen Systemen relativ langsam, RS-232-basierte Systeme und Bausteine sind jedoch mit Datenraten bis zu 1 Mbps verfügbar. So bietet der eingesetzte DSP eine UART, die Datenraten bis zu 460.800 bps unterstützt. Dies entspricht 57,6 KByte/s und ist zur Befehlskommunikation und zur Messdatenübertragung ausreichend. RS-232 ist zudem an nahezu jedem Rechner- und Betriebssystem verfügbar und gegebenenfalls leicht mittels eines USB-RS-232-Adapters replizierbar. Der RS-232-Standard ist in den meisten Programmiersprachen integriert. Aufgrund der weiten Verbreitung und guten Integration

sind Wartung und Pflege von Messsystemen auf der Basis von RS-232 sehr leicht möglich. Daher ist der Einsatz von RS-232 an dieser Stelle sinnvoll und sachlich gerechtfertigt.

Bei Bedarf kann durch den direkten Einsatz eines USB-Bausteins in der Signalverarbeitungseinheit eine Hochgeschwindigkeitsanbindung an PCs realisiert werden, wobei dann der Vorteil der hohen Kompatibilität des RS-232-Standards und der damit verbundenen einfachen Wartung von Systemen aufgegeben wird.

5.5 Externe Verstärker

5.5.1 Hochspannungsverstärker für Piezoaktuatoren

Der zur Ansteuerung der Piezoaktuatoren eingesetzte Hochspannungsverstärker vom Typ Physik Instrumente P-503 ist zusammen mit einem Netzteilmodul in einem 9,5“-Gehäuse untergebracht.

Das Gerät ist in Abb. 5.17 dargestellt. Es gestattet die gleichzeitige Verstärkung von drei unabhängigen Eingangssignalen um den Faktor 10. Der zulässige Eingangsspannungsbereich kann jeweils mit Hilfe eines Potentiometers beliebig zwischen $U_{e,HV} = (-2.. + 12) V$ bis $U_e = (-12.. + 2) V$ gewählt werden, die Ausgangsspannungen liegen stets im Bereich $U_{a,HV} = (-20..120) V$ [Phy05f].

Die 3 dB-Grenzfrequenz des Verstärkers beträgt bei den eingesetzten Piezoaktuatoren $f_{0,P-503} \approx 250 Hz$. Für ein dynamisches Kalibriersystem mit großen Amplituden bei hohen Frequenzen ist der Einsatz von Verstärkern mit größeren Leistungen notwendig. Der Verstärker P-505 des selben Herstellers weist eine Grenzfrequenz von mehr als $f_{0,P-505} \approx 1000 Hz$ auf. Damit sind sinusförmige Bewegungen der Positioniereinheit mit vollem Hub von $\Delta l_{Piezo} = 12 \mu m$ bis 1 kHz möglich. Voraussetzung ist allerdings ein entsprechend schnelles Wegmesssystem.

Nach Herstellerangaben besteht die Möglichkeit, beide Verstärkertypen auch unabhängig vom beschriebenen 9,5“-Gehäuse in anwenderspezifischen Gehäusen einzusetzen, da die Verstärkermodule Europakartenformat besitzen. Es ist lediglich auf geeignete Spannungsversorgung zu achten. Hierzu sind Netzteilmodule der Typen P-530 und P-531 geeignet [Phy05c]. Die Eingangssignale können sowohl an der Vorderseite der Verstärker über BNC-Steckverbinder, wie im Prototypen, als auch über die Rückverdrahtung der Module über eine Steckleiste eingespeist werden. Diese Variante bietet sich für ein kundenfreundliches Gerät mit 19“-Gehäusevariante an.



Abb. 5.17: Piezoverstärkereinheit P-503 mit Netzteil und Display-/Schnittstellenmodul in 9,5“-Gehäuse

5.5.2 Fotodiodenverstärker

Die Umwandlung der Fotoströme der Quadrantendiode in äquivalente Spannungen wird mittels des in Abb. 5.18 dargestellten Fotodiodenverstärkers durchgeführt. Er wurde im Rahmen der vorliegenden Arbeit speziell für das Kalibriersystem entwickelt.

Neben der Strom-Spannungswandlung in vier unabhängigen Analogeingängen dient das Gerät zur Kompensation der in den Fotoströmen enthaltenen Nullpunktverschiebung. Die Signale werden vom Verstärker bandbreitenbegrenzt, die Grenzfrequenz beträgt $f_{0,IUW} = 20 \text{ kHz}$. Es kommen Präzisions-Operationsverstärker vom Typ AD797 mit sehr geringen Verzerrungen und sehr geringem Rauschen zum Einsatz [Ana04]. Die Verstärkereinheit ist bei Bedarf leicht auf einer Europakarte unterzubringen, um den Einsatz in einem 19“-Gehäuse zu ermöglichen. Das erreichbare Signal-/Rauschverhältnis der Signalkette Quadrantendiode, Verstärker und A/D-Wandler beträgt reproduzierbar

$$S/R = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{U_{S,eff}^2}{U_{R,eff}^2} \right) = 69,8 \text{ dB},$$

wobei die Datenaufzeichnung der Interferometersignale mittels der digitalen Signalverarbeitungseinheit erfolgte [Hir05, S. 21]. Das Signalauschen betrug etwa $U_R = 10 \text{ LSB}_{pp}$.

Das für eine Positioniereinheit aussagekräftigere Positionsrauschen des unregulierten Systems liegt unter $\pm 0,1 \text{ nm}$. Die Verbesserung der Signalqualität gegenüber Standard-Verstärkerschaltungen, die eine Grenzfrequenz von $f_0 = 2,5 \text{ MHz}$ aufweisen, ist deutlich. Das Positionsrauschen liegt dort etwa 28-fach höher. Diese Standard-Verstärker weisen aufgrund der mehrstufigen Verstärkerschaltung mit dem Eingangssignal der Quadrantendiode ein Signal-/Rauschverhältnis von rund 40 dB auf, sind jedoch für universelle

Anwendungsfälle ausgelegt. Für den Einsatz in kompakten Kalibriersystemen eignen sie sich nicht.



Abb. 5.18: Fotodiodenverstärkereinheit

5.6 Umweltmess- und Lasereinheit

5.6.1 Umweltparametermessung

Zur Erfassung der Umweltparameter Temperatur und Luftdruck kommt die in zahlreichen interferometrischen Messsystemen eingesetzte Modulkarte UW-02 der Fa. SIOS Meßtechnik GmbH, Ilmenau, zum Einsatz [Sio05c]. Sie gestattet die Erfassung der Temperatur und des Luftdruckes.

Die von der Umweltmesskarte UW-02 erfassten Daten werden mit Hilfe einer Rechnerkarte RE-01 in ein RS-232-Signal umgewandelt und über eine serielle Schnittstelle in die digitale Signalverarbeitungseinheit eingelesen [Ger97].

5.6.2 He-Ne-Laser

Für interferometrische Präzisionsmesssysteme sind in nahezu allen Fällen He-Ne-Laser hoher Stabilität in Gebrauch. Abbildung 5.19 zeigt einen typischen Vertreter solcher Laser. Die Laser weisen eine Ausgangsleistung von 1 mW oder weniger auf. Stabilisierte Singlemode-Laser wesentlich höherer Leistung sind gegenwärtig nicht verfügbar, eine höhere Leistung wird nur bei Multimodesystemen erreicht. Die geringe Leistung zwingt lediglich bei Lasermesssystemen, die auf extrem große Distanzen ausgelegt sind, zum Einsatz anderer Lasertypen, wie Nd-YAG-Lasern.



Abb. 5.19: Stabilisierter He-Ne-Laser SL-03 (externe Version) der SIOS Meßtechnik GmbH [Sio05b]

Grundsätzlich ist für die Interferometrie nicht allein die relative, sondern die absolute Stabilität der Laserfrequenz von Bedeutung. Bei He-Ne-Lasern ist die absolute Stabilität durch das Verstärkungsprofil gegeben. Andere Systeme, wie Dioden- und Nd-YAG-Laser, lassen sich beispielsweise erst durch eine zusätzliche Stabilisierung auf Absorptionslinien absolut stabilisieren [Inn05a]. Der Aufwand, den eine Absorptionslinienstabilisierung erfordert, ist jedoch sehr hoch und bei einem Seriengerät derzeit unverträglich. Die Kosten für interferometertaugliche Lasersysteme werden daher gegenwärtig vor allem durch die Stabilisierungsmaßnahmen bestimmt.

Die Stabilisierung von He-Ne-Lasern hingegen ist weit fortgeschritten. Für Seriengeräte werden Kurzzeitstabilitäten (wenige Minuten) von weniger als 10^{-9} angegeben, selbst innerhalb eines Tages sind Stabilitäten von 10^{-8} durchaus üblich [Sio05b]. He-Ne-Laser eignen sich auch aufgrund der hervorragenden Strahleigenschaften gut für die Interferometrie.

Der Einsatz eines He-Ne-Lasersystems liegt nahe, da diese Systeme einerseits über die gewünschten messtechnischen Parameter verfügen und andererseits keine vergleichbar günstigen Lasersysteme mit besseren Parametern zur Verfügung stehen. He-Ne-Laser sind seit mehr als 30 Jahren erprobt, zuverlässig und langlebig.

Die Übertragung der Laserstrahlung zur Positioniereinheit wird mithilfe einer polarisationserhaltenden Monomodefaser durchgeführt, was den Wärmeeintrag in das Kalibriersystem durch den Laser unterbindet. Zur Verminderung des Einflusses von Rückreflexen

auf die Stabilität des Lasers ist zwischen He-Ne-Laser und Faser ein Faraday-Isolator angeordnet.

Der Laser befindet sich zusammen mit der Umweltmesseinheit und den notwendigen Netzteilen in einem 19“-Gehäuse und ist ein Standardgerät der Fa. SIOS Meßtechnik GmbH.

5.7 PC mit Benutzeroberfläche

Für alle modernen Mess- und Kalibriergeräte ist die Bereitstellung einer universellen Benutzeroberfläche zur Realisierung von Messvorgängen und zur Verarbeitung gewonnener Daten von entscheidender Bedeutung.

Ziel dieses Abschnittes soll es daher sein, wichtige Gesichtspunkte bei der Auswahl und Realisierung der Benutzeroberfläche für ein flexibles Kalibriersystem darzulegen. Die realisierte Oberfläche sowie ihre Handhabung wird anhand eines Beispiels in Anhang B beschrieben.

5.7.1 Probleme und Zielstellung

Bei der Betrachtung zahlreicher Laborumgebungen zeigt sich, dass neu beschaffte und bereits vorhandene Rechentechnik in höchstem Maße heterogen ist. Neben unterschiedlichen Hardware-Plattformen, wie *IBM PC*- und *Apple Macintosh*-kompatiblen Systemen, ist zusätzlich von unterschiedlichen Betriebssystemen, wie *MS-DOS* und *LINUX*, auszugehen.

Es sollte daher eine Benutzeroberfläche erstellt und eingesetzt werden, die auf einer Vielzahl unterschiedlicher Plattformen lauffähig ist. Die physikalische Anbindung des Kalibriersystems sowie der Prüflinge sollte ebenfalls auf der Grundlage weit verbreiteter Schnittstellen oder am Kalibriersystem vorhandener Analog- und Digitaleingänge erfolgen.

Des Weiteren sollte eine gute Benutzeroberfläche einen umfangreichen Befehlssatz zur Realisierung unterschiedlicher, angepasster Positionier- und Messabläufe aufweisen.

5.7.2 Funktionsumfang und Realisierung

Rechnergestützte Systeme zur Messdatenerfassung und -verarbeitung sollen nach *MORRISON* Unterstützung zu folgenden Funktionen bieten [Mor97b, S. 201 f.]:

- Gerätesteuerungsfunktionen
Konfigurieren, Positionierung, Zeitablaufsteuerung, Triggerung, Messdatenerfassung
- Datenspeicherungsfunktionen
Manuelles und automatisches Sichern und Lesen von Mess- und Konfigurationsdaten
- Datenanzeige- und Datenanalysefunktionen
Datenausgabe auf Bildschirm bzw. Drucker, Statistik- und Regressionsfunktionen
- Hilfsfunktionen

Die direkte Realisierung eines solchen Funktionsumfangs ist mittels Hochsprachen wie

- MS Word und MS Excel [Ber97]
- Delphi [Göt01a]
- Kylix [Wag02]
- Java [Göt01b, Krü02]
- Visual C++ [Göt00]
- Visual Basic [Til95]

möglich. Hierdurch würde jedoch einerseits mit Ausnahme von Java die Portabilität des Systems leiden, andererseits ist die Integration des gewünschten anwendungsspezifischen Funktionsumfangs zur Datenerfassung, -Anzeige und -Analyse sehr zeitaufwändig.

Zur Datenerfassung und -Analyse im Labor- und industriellen Umfeld werden aus diesen Gründen Softwarepakete wie

- DasyLab (National Instruments) [mea05]
- Derive [Tex05b]
- LabView (National Instruments) [Nat05]

- Maple [Map05]
- MathCad [Mat05]
- Mathematica [Wol05]
- MATLAB [The05]
- MuPAD [Sci05]
- TestPoint (National Instruments) [Cap05]

eingesetzt. Diese Pakete gestatten die einfache, nutzerspezifische Realisierung von Datenanalysefunktionen. Teilweise sind Datenerfassungsfunktionen über verschiedene Hardwareschnittstellen integriert.

Die Nutzung eingebauter Algorithmen und Funktionen zur Sicherung von Daten, zur Datendarstellung und -ausgabe sowie von Skriptsystemen und grafischen Benutzeroberflächen erleichtert die Arbeit. Vor allem die Bereitstellung von Skriptsystemen und grafischen Benutzeroberflächen macht diese Softwarepakete zu universellen Werkzeugen [Ben98]. Teilweise ist die Erstellung eigenständiger Applikationen möglich.

An der TU Ilmenau hat sich im Institut für Prozessmess- und Sensortechnik MATLAB durchgesetzt. Das Softwarepaket erfüllt die Anforderungen hinsichtlich des Funktionsumfangs und der Plattform-Unabhängigkeit. Aufgrund der positiven Erfahrungen sowohl mit der Datenerfassung als auch der Verarbeitung von Daten, dem Funktionsumfang, den Möglichkeiten der Erweiterbarkeit und der Erstellung eigenständiger Applikationen für verschiedene Hard- / Softwareplattformen wurde MATLAB als Plattform ausgewählt.

5.7.3 Befehlssatz der Benutzeroberfläche

Die Benutzeroberfläche des Prototypen stellt, in Verbindung mit dem Standardbefehlssatz von MATLAB, Befehle zur

- Initialisierung
- Schnittstellenverwaltung
- Konfiguration der digitalen Signalverarbeitungseinheit
- Steuerung von Positionierungsabläufen

- Steuerung der Datenaufzeichnung
- Datenübertragung
- Datenspeicherung
- Datenauswertung
- Darstellung von Messdaten
- Druck von Messdaten

zur Verfügung. In alle Befehle ist eine Hilfefunktion integriert. Damit sind alle Anforderungen an die Benutzeroberfläche nach Kapitel 5.7.2 erfüllt. Der Befehlssatz sowie Beispiele von Messabläufen auf der Grundlage des Befehlssatzes des Kalibriersystems werden in Anhang B erläutert.

5.8 Zusammenfassung

Im vorliegenden Kapitel wurden die Komponenten des entwickelten Kalibriersystems eingehend beschrieben. Neben dem Aufbau der Positioniereinheit wurde dabei auf die zur Signalverarbeitung vorgesehenen *Hard-* und *Software*komponenten eingegangen. Es wurde herausgestellt, dass insbesondere bei der elektronischen Signalverarbeitung umfangreiche Entwicklungen im Rahmen der Arbeit notwendig waren, um die an das Kalibriersystemen gestellten Anforderungen zu erfüllen.

6 Praktische Untersuchung des Prototypen und Messergebnisse

6.1 Einleitung

Der Prototyp des Kalibriersystems wurde hinsichtlich der messtechnischen Eigenschaften des neuen Winkelmesssystems und des Längenmesssystems untersucht. In diesem Kapitel erfolgt die Darstellung der durchgeführten Untersuchungen und der erzielten Messergebnisse.

Bezüglich der näheren Beschreibung des Prototypen und seiner Komponenten sei auf die Kapitel 3 bis 5 ab Seite 19 verwiesen.

6.2 Messergebnisse des Winkelmesssystems

Die Überprüfung des Prototypen hinsichtlich seiner Winkelmesseigenschaften erfolgte mittels eines Autokollimationsfernrohres vom Typ Elcomat HR. Der Elcomat HR war bei seiner Anschaffung in der Jahresmitte 2003 mit einer Messunsicherheit von $u_{\Theta} = \pm 0,01 \text{ arcsec}$ innerhalb eines beliebigen relativen Messbereiches von 10 arcsec das genaueste kommerziell erhältliche Winkelmessgerät und ist daher als Normal sehr gut geeignet [Moe03].

6.2.1 Messaufbau und Messbedingungen

Die Messungen erfolgten in der in Abbildung 6.1 gezeigten klimatisierten, abgeschlossenen Kammer auf einem schwingungs isolierten Labortisch. Um mit dem Elcomat HR zuverlässige Messungen zu ermöglichen, muss am Messobjekt ein verspiegelter Messreflektor mit einem Durchmesser $D \geq 12,5 \text{ mm}$ angebracht sein. Es musste daher ein großflächiger



Abb. 6.1: Geöffnete Klimakammer.

Reflektor an der bewegten, oberen Platte der Positioniereinheit befestigt werden. Dieser Reflektor wurde vorderflächig geklemmt, vgl. Abbildung 6.4 auf S. 97.

6.2.1.1 Stabilität und Drift des Messaufbaus

Die Ermittlung der Stabilität des Messaufbaus in der Klimakammer erfolgte in zwei Stufen. Zunächst wurden Drift und Rauschverhalten des Elcomat HR ermittelt, anschließend erfolgte die Bestimmung der Drift des Aufbaus einschliesslich der Positioniereinheit. Dabei wurde die Klimakammer sowohl aktiv klimatisiert als auch passiv, also ohne Klimaregelung. Es zeigten sich die in Tabelle 6.1 dargestellten Spannweiten der Winkelmessdaten.

Zunächst zeigte sich bei der Untersuchung des Elcomat HR, dass bei Winkelmessungen mittels eines Planspiegels als Messreflektor und aktiver Klimatisierung der Kammer in den Messwerten um mehr als eine Größenordnung größere Kurzzeitschwankungen auftreten

Konstellation	Klimatisierung	
	aktiv	passiv
Planspiegel	0,8 <i>arcsec</i>	0,06 <i>arcsec</i>
Planspiegel mit Abdeckung	0,8 <i>arcsec</i>	0,06 <i>arcsec</i>
Retroreflektor	0,06 <i>arcsec</i>	0,06 <i>arcsec</i>
Retroreflektor mit Abdeckung	0,06 <i>arcsec</i>	0,06 <i>arcsec</i>

Tabelle 6.1: Schwankungen (Spannweiten) $R_{\Theta_{Rx,Ry}}$ der Winkelmesssignale bei unterschiedlichen Konstellationen des Messaufbaus und der Klimatisierung. Messzeit: 1 h.

als bei passiver Klimatisierung. Es konnte durch eine Abdeckung keine Verringerung der Schwankungen erreicht werden. Die Ursache für diesen Effekt muss daher in Luft- und Körperschall gesucht werden, der auf den Messtisch einwirkt. Luftturbulenzen infolge der Klimatisierung lassen sich hingegen als Ursache ausschließen.

Messungen mittels eines Retroreflektors zum Ausschluss von mechanischen Einflüssen durch Verwindung des Messtisches zeigten langzeitstabile Messwerte über eine Messdauer von mehr als 10 h mit Spannweiten $R_{\Theta_{Rx,Ry}} = 0,06 \text{ arcsec}$. Die Ergebnisse sind reproduzierbar und unabhängig von der Entfernung des Retroreflektors zum Autokollimationsfernrohr. Eine Anregung des Messtisches durch Luftschall, der von Kompressoren und

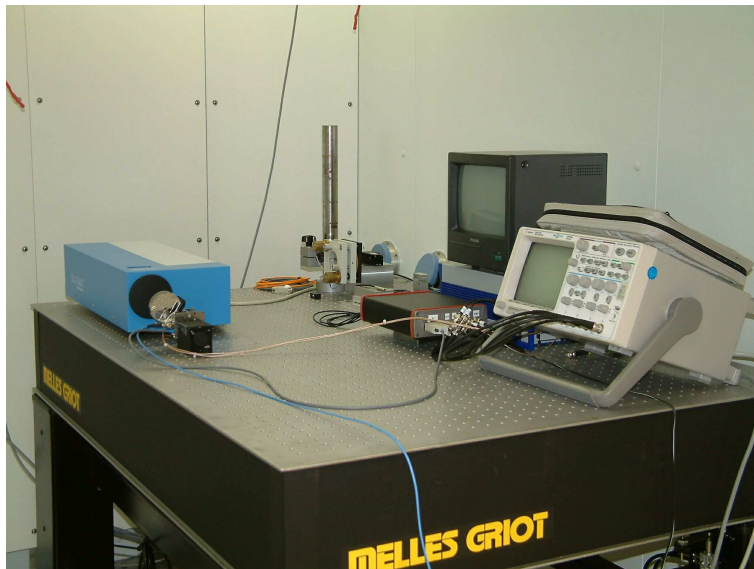


Abb. 6.2: Geöffnete Klimakammer mit schwingungsisoliertem Tisch und Messaufbau.

Lüftern der Klimakammer erzeugt wird, ist wahrscheinlich. Alle weiteren Messungen erfolgten daher bei passiver Klimatisierung.

6.2.1.2 Temperaturdrift bei passiver Klimatisierung

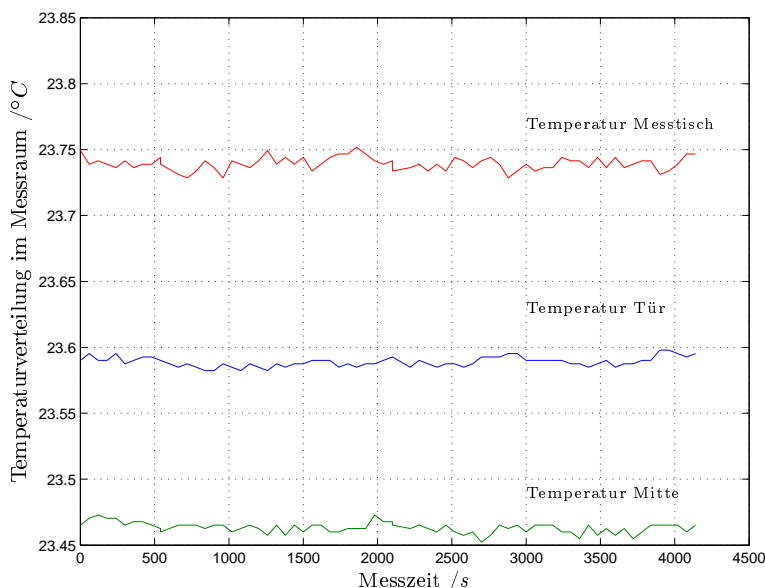


Abb. 6.3: Typische Temperaturdrift in der Klimakammer.

Der typische Temperaturgang in der Kammer bei passiver Klimatisierung ist in Bild 6.3 dargestellt. Die Messstellen befanden sich dabei ca. $1,5\text{ m}$ über dem Kammerboden im Bereich der Eingangstür, der Raummitte und über dem Labortisch. Nach einer Beruhigungszeit von 2 h betragen die Temperaturdriften lediglich $30\text{ mK} \cdot \text{h}^{-1}$. Es kann bei passiver Klimatisierung also von hervorragender Temperaturstabilität ausgegangen werden.

6.2.1.3 Stabilität des Messaufbaus mit Positioniereinheit

Zunächst wurde die Langzeitstabilität des Messaufbaus mit Positioniereinheit aus Abbildung 6.4 ermittelt. Während der Messung herrschte in der Klimakammer Temperaturstabilität. Die Positionier- und die Signalverarbeitungseinheit des Kalibriersystems waren ausgeschaltet. Die Spannweite $R_{\Theta_{Rx,Ry}}$ der Winkelmesswerte während dieser Messung lag bei $R_{\Theta_{Rx,Ry}} \leq 0,06\text{ arcsec}$. Die Stabilität des Messaufbaus ist somit für hochauflösende Winkelmessungen hinreichend.

Die Stabilität bei eingeschalteter Positioniereinheit ist in Bild 6.5, der zugehörige Temperaturverlauf in Bild 6.6 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass erst bei Messungen über einen Zeitraum von einer Stunde hinaus im Rahmen der Messunsicherheit des Elcomat HR mit signifikanten Messabweichungen zu rechnen ist. Der Temperaturanstieg resultiert aus dem Wärmeeintrag durch die Signalverarbeitungseinheit.

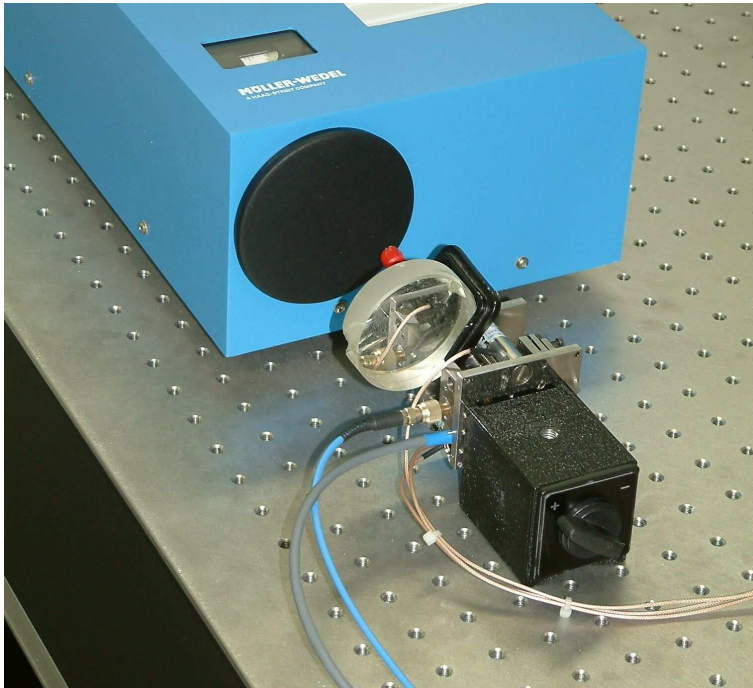


Abb. 6.4: Messaufbau mit Möller-Wedel Elcomat HR und Positioniereinheit mit interferometrischem Winkelsensor. Vorderflächig geklemmter Messspiegel und Magnetfuß als zusätzliche Elemente.

Es besteht ein statistisch signifikanter, linearer Zusammenhang zwischen Temperatur- und Messwertedrift. Da bei Temperaturstabilität keine Messwertedrift auftrat, sind die erkennbaren Abweichungen als temperaturbedingt einzustufen. Sie können, hauptsächlich aufgrund der hervorragenden passiven thermischen Isolation mit Temperaturdriften von weniger als $30 \text{ mK} \cdot \text{h}^{-1}$, mit $\Delta\Theta_{Rx,Ry} < 0,030 \text{ arcsec} \cdot \text{h}^{-1}$ angegeben werden. Die Drift lag in der Größenordnung $\pm 0,71 \text{ arcsec} \cdot \text{K}^{-1}$. In allen Folgemessungen wurde aufgrund des ermittelten linearen Zusammenhanges und unter Berücksichtigung des Verlaufs typischerweise auftretender Temperaturänderungen in der Klimakammer eine lineare Trendkorrektur der Messwerte vorgenommen.

6.2.2 Kennlinien des Winkelmesssystems und Diskussion der Ergebnisse

Zur Ermittlung der Kennlinien des interferometrischen Winkelmesssystems wurden der Positioniereinheit des Kalibriersystems rotatorische Führungsgrößen entlang der Hauptachsen vorgegeben. Die resultierenden tatsächlichen Winkel des Messreflektors wurden mit dem Elcomat HR ermittelt und synchron zu den Führungsgrößen aufgezeichnet.

Bei einem solchen Vergleich zweier Winkelmesssysteme tritt infolge der beim Einrichten und Justieren auftretenden Koordinatendrehung häufig ein Übersprechen zwischen den Achsen auf. Die Einflüsse dieses Effektes wurden durch eine rotatorische Koordina-

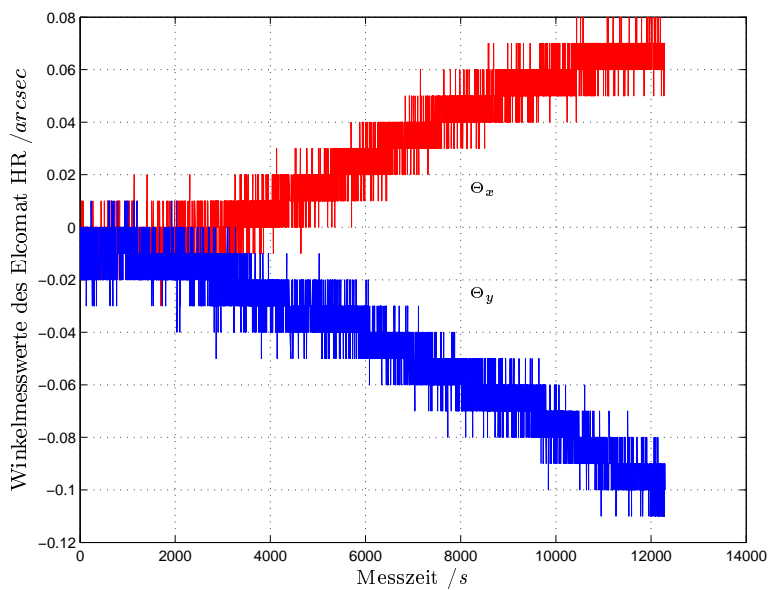


Abb. 6.5: Drift der Winkel-messwerte bzw. des Messauf-baus in der Klimakammer. Positioniereinheit eingeschaltet.

tentransformation minimiert. Eine Korrelation zwischen den Messwerten der Haupt- und Nebenachse in den Messvorgängen ist nach der Transformation nicht mehr statistisch signifikant [Göh90, S. 30].

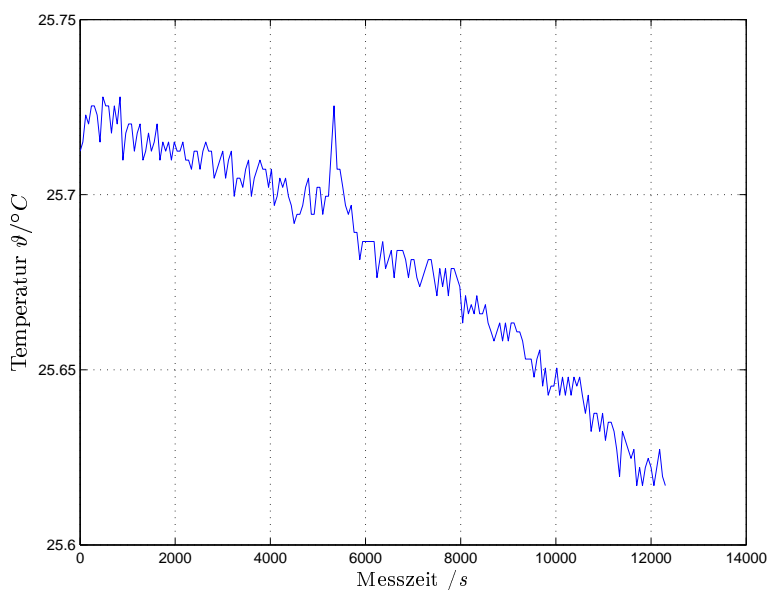


Abb. 6.6: Temperaturverlauf in der Messkammer (Mess-tisch) während der Ermittlung der in Bild 6.5 darge-stellten Drift. Positionierein-heit eingeschaltet.

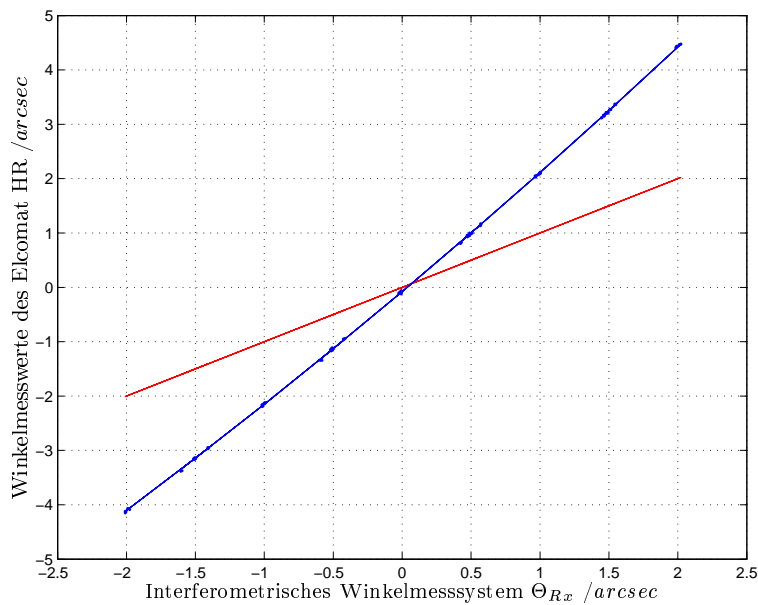


Abb. 6.7: Theoretische (rot) und gemessene Kennlinie (blau) des interferometrischen Winkelmesssystems (Θ_{Rx}).

6.2.2.1 Kennlinienanstieg

Bei Einsatz einer Quadrantendiode mit $1,6\text{ mm}$ Elementabstand konnten die in Abbildungen 6.7 und 6.8 dargestellten Kennlinien des Winkelmesssystems ermittelt werden.

Es ist erkennbar, dass die tatsächliche Kennlinie nicht der theoretisch berechneten entspricht. Zunächst fällt auf, dass die Anstiege der Kennlinien differieren. Ursache hierfür ist die gaußförmige Intensitätsverteilung des Laserlichtes und damit des Interferenzbildes. Die

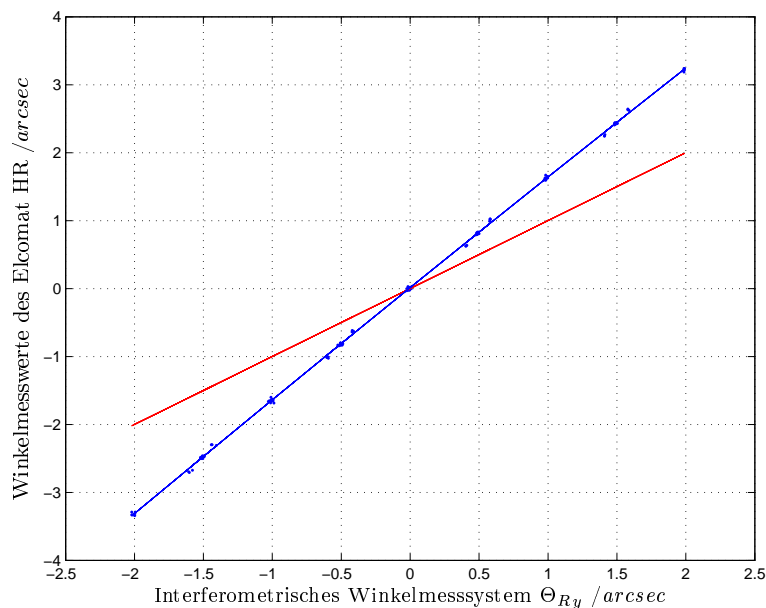


Abb. 6.8: Theoretische (rot) und gemessene Kennlinie (blau) des interferometrischen Winkelmesssystems (Θ_{Ry}).

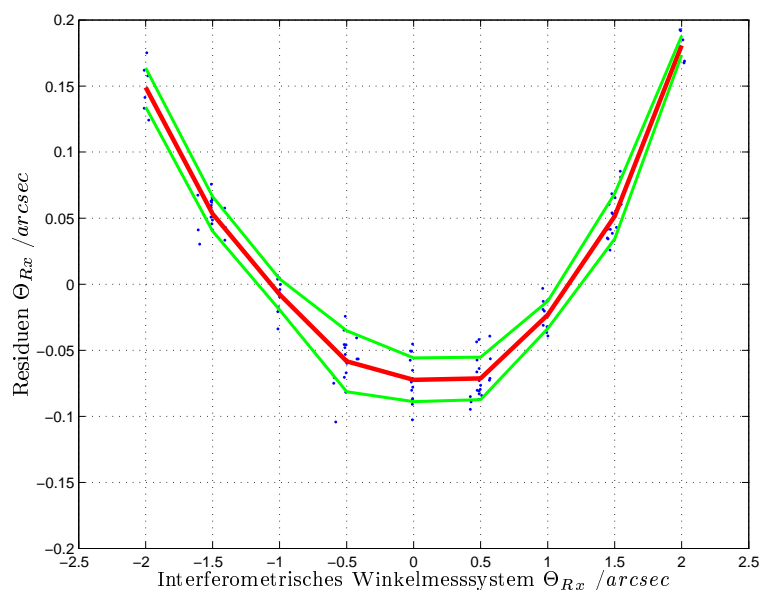


Abb. 6.9: Residuen bei Annahme einer linearen Kennlinie des interferometrischen Winkelmesssystems (Θ_{Rx}), Mittelwerte (rot) und Standardunsicherheit (grün).

wirksamen Elementabstände der Quadrantendiode liegen durch die nicht gleichverteilte Intensität näher an der optischen Achse als die physikalischen. Die tatsächlich wirksamen Empfängerabstände $d_{real_{x,y}}$ in x- bzw. y-Richtung sind also kleiner als der in Abschnitt 3.3.2.3 angenommene Abstand d der Flächenschwerpunkte. Die real auftretenden Winkel sind größer als die mit dem interferometrischen Messsystem ermittelten. Man erhält Verhältnisse $\frac{d_{real_x}}{d} \approx 0,47$ bzw. $\frac{d_{real_y}}{d} \approx 0,61$. Theoretisch lässt sich über den Ansatz gaußförmig verteilter Intensität ein um den Faktor 0,69 verschobener Schwerpunkt berechnen.

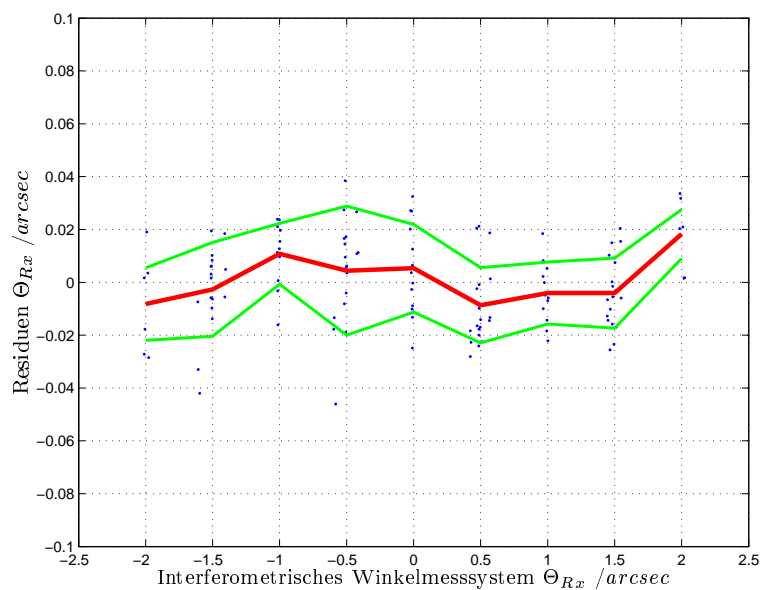


Abb. 6.10: Residuen bei Annahme einer quadratischen Kennlinie des interferometrischen Winkelmesssystems (Θ_{Rx}), Mittelwerte (rot) und Standardunsicherheit (grün).

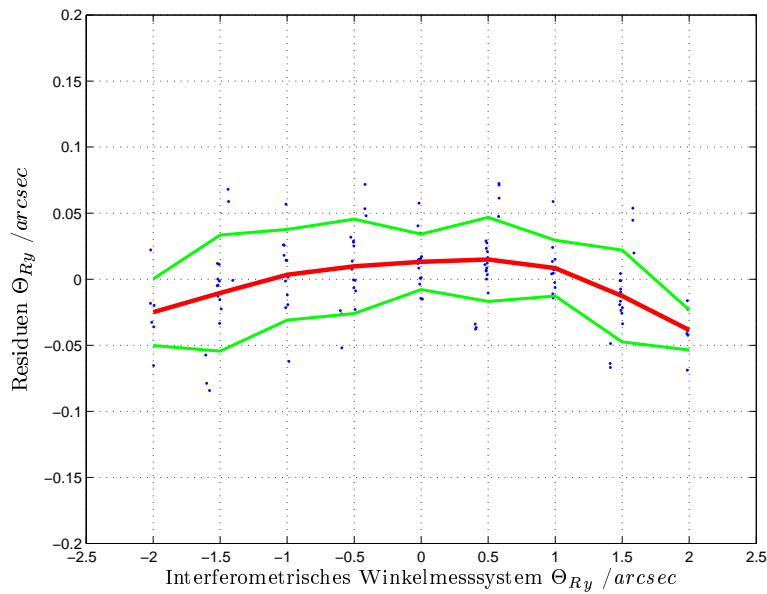


Abb. 6.11: Residuen bei Annahme einer linearen Kennlinie des interferometrischen Winkelmesssystems (Θ_{Ry}), Mittelwerte (rot) und Standardunsicherheit (grün).

6.2.2.2 Linearität der Kennlinien

Nimmt man eine lineare Kennlinie an und ermittelt diese aus den Messergebnissen, so ergeben sich die in Abb. 6.9 bis 6.12 dargestellten Residuen. An den einzelnen Messpunkten liegt Gleichverteilung der Beobachtungen vor. Daher erfolgte die Berechnung der dargestellten Standardunsicherheiten in den einzelnen Messpunkten auf der Basis der Spannweite R und nicht der Standardabweichung s .

Die Kennlinien des Systems sind nichtlinear. Bei Regression mit einem Polynom zweiten

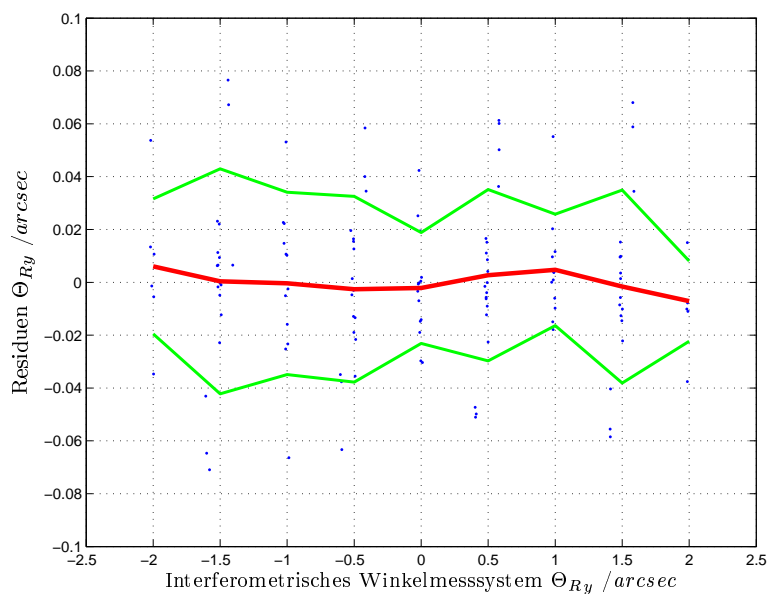


Abb. 6.12: Residuen bei Annahme einer quadratischen Kennlinie des interferometrischen Winkelmesssystems (Θ_{Ry}), Mittelwerte (rot) und Standardunsicherheit (grün).

Grades erweisen sich die Koeffizienten der quadratischen Glieder in den beiden Achsen als statistisch signifikant.

Es sind mehrere Ursachen der beobachteten Nichtlinearität sowie der Asymmetrie der Kennlinie denkbar:

- Fehlerhafte theoretische Berechnung der Kennlinie:
Die Näherung von \sin/\arcsin führt zu Abweichungen von weniger als $33 \text{ } \mu\text{arcsec}$ und ist daher nicht als Ursache anzusehen.
- Verlagerung des Referenzspiegels durch mechanische Einflüsse während der Verkipfung bzw. Verschiebung des Messspiegels:
Abweichungen in der Größenordnung von rund $0,1 \text{ } \mu\text{arcsec}$ ergeben sich bereits durch eine einseitige Verlagerung des Referenzspiegels um $5 \text{ } \mu\text{m}$.
- Veränderungen des effektiven Empfängerabstandes durch Verlagerung des Interferenzbildes während der Verkipfung:
Auswanderung des Messstrahls durch Verkipfung des Messspiegels um $10 \text{ } \mu\text{arcsec}$ in $40 \text{ } \mu\text{m}$ Entfernung auf der Quadrantendiode etwa $4 \text{ } \mu\text{m}$, daraus resultierend worst-case-Änderung des effektiven Empfängerabstandes in der gleichen Größe bzw. Kennlinienänderung um $0,05 \text{ } \mu\text{arcsec}$

Es wurden mehrere Wiederholmessungen durchgeführt, die die Beobachtungen bestätigten. Die auftretenden Abweichungen von der linearen Kennlinie sind daher als systematisch anzusehen. Sie können durch eine Kalibrierung des Systems bestimmt und bei späteren Messungen kompensiert werden.

6.2.2.3 Kennlinie des Winkelmesssystems bei Einsatz einer Blende

Eine wesentliche Ursache für die Unterschiede der realen Kennlinienanstiege im Vergleich zu den theoretisch berechneten Größen ist die gaußförmige Intensitätsverteilung über den großflächigen Fotodioden. Durch den experimentellen Einsatz einer vierlöchrigen Blende wurden die wirksamen Empfängerflächen der Quadrantendiode auf jeweils etwa 13 % verkleinert, damit sich näherungsweise eine gleichförmige Intensitätsverteilung über den resultierenden Empfängerflächen einstellte. Dadurch wurden die effektiven Empfängerabstände genauer bestimmbar. Die Durchmesser der einzelnen Blendenelemente betragen $0,6 \text{ } \mu\text{m}$, die Blende ist in Bild 6.13 dargestellt.

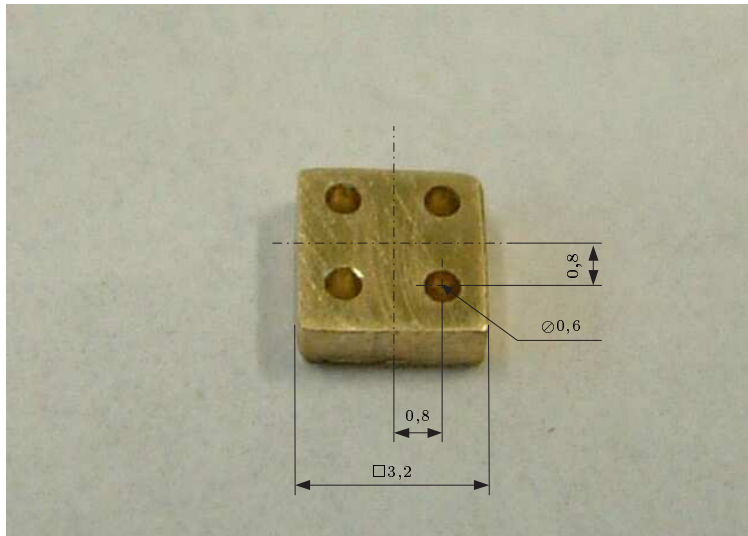


Abb. 6.13: Blende mit Lochdurchmesser $0,6\text{ mm}$ bei $1,6\text{ mm}$ Lochabstand.

Es ergaben sich nun die in den Abbildungen 6.14 bzw. 6.15 dargestellten Kennlinien und die Empfängerabstands-Verhältnisse $\frac{d_{realx}}{d} \approx \frac{d_{realy}}{d} \approx 0,97$.

Entgegen der deutlichen Asymmetrie und der Nichtlinearität der Kennlinien bei Winkelmessungen ohne Blende zeigten sich nun bei der Annahme einer linearen Kennlinie nur noch geringe Residuen. Die Koeffizienten der quadratischen Glieder waren nicht mehr signifikant. Die maximalen Abweichungen lagen deutlich unter $0,1\text{ arcsec}$, die Mittel-

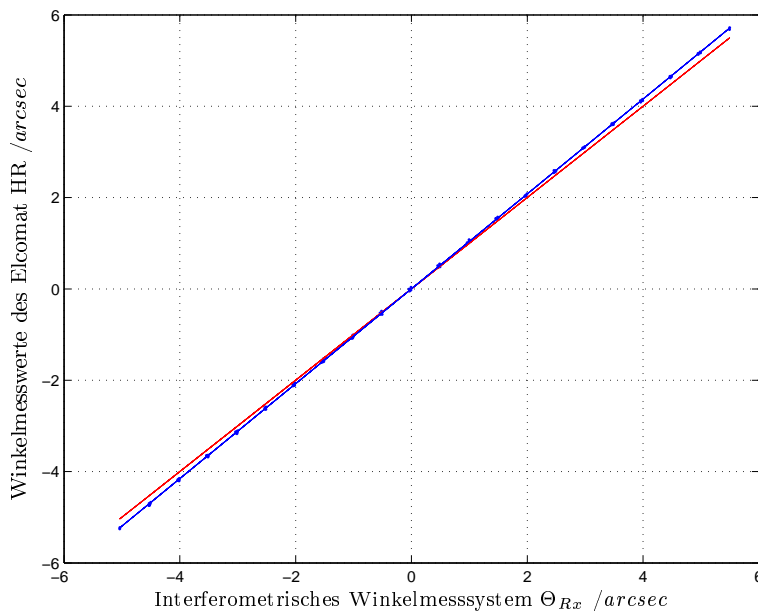


Abb. 6.14: Theoretische (rot) und gemessene Kennlinie (blau) des interferometrischen Winkelmesssystems mit Blende (Θ_{Rx}).

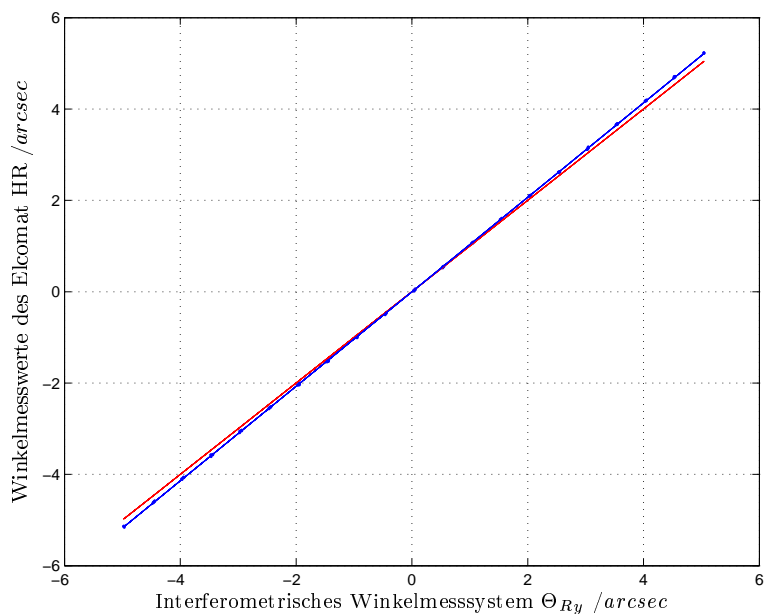


Abb. 6.15: Theoretische (rot) und gemessene Kennlinie (blau) des interferometrischen Winkelmesssystems mit Blende (Θ_{Ry}).

werte der Residuen variierten entsprechend Abb. 6.16 und 6.17 in der Größenordnung $\pm 0,01 \text{ arcsec}$. Da für das Normal eine Unsicherheit von $\pm 0,01 \text{ arcsec}$ innerhalb eines beliebigen Messbereichs von 10 arcsec garantiert wird [Moe03], sind diese Residuen nicht signifikant von Null verschieden. Daher sollte das Interferometersystem beim alleinigen Einsatz zur Winkelmessung mit punktförmigen Empfängern ausgestattet werden. Alternativ kann bei grossflächigen Empfängern der Einsatz einer entsprechend gestalteten Blende zur deutlichen Verbesserung der Kennlinienlinearität erwogen werden.

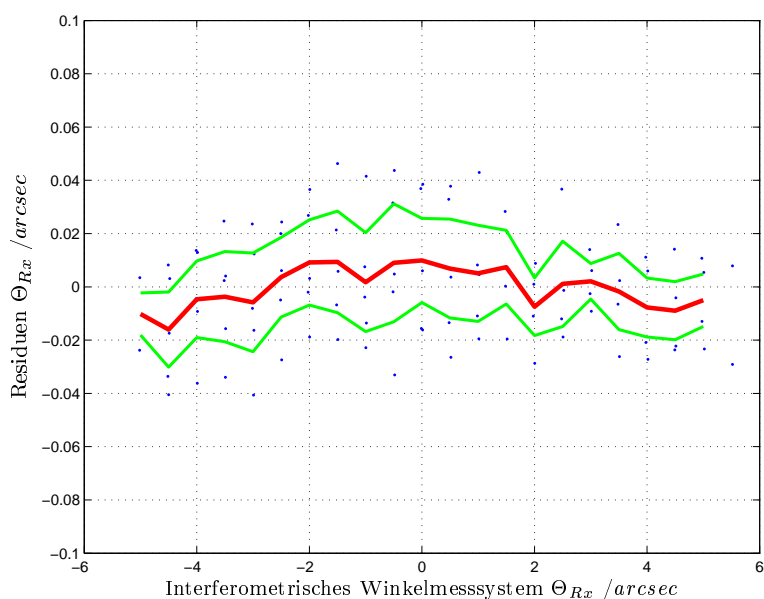


Abb. 6.16: Residuen bei Annahme einer linearen Kennlinie des interferometrischen Winkelmesssystems mit Blende (Θ_{Rx}), Mittelwerte (rot) und Standardunsicherheit (grün).

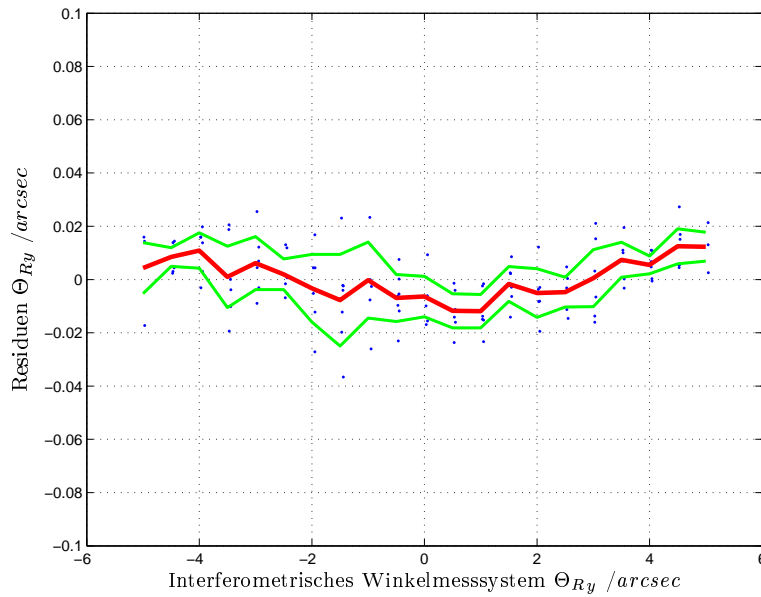


Abb. 6.17: Residuen bei Annahme einer linearen Kennlinie des interferometrischen Winkelmesssystems mit Blende (Θ_{Ry}), Mittelwerte (rot) und Standardunsicherheit (grün).

6.2.2.4 Zusammenfassung

Die theoretisch ermittelten Kennlinien und Messunsicherheiten des Winkelmesssystems und die entsprechenden experimentell ermittelten Werte sind in Tabelle 6.2 zusammengefasst.

Variante	Kennlinie	Messunsicherheit
Θ_x theoretisch	linear	$u_{\Theta_x} = 0,025 \text{ arcsec}$
Θ_y theoretisch	linear	$u_{\Theta_y} = 0,025 \text{ arcsec}$
Θ_x exp. o. Blende	quadratisch m. Residuen $\Delta\Theta_x < 0,02 \text{ arcsec}$	$u_{\Theta_x} \leq 0,025 \text{ arcsec}$
Θ_y exp. o. Blende	quadratisch m. Residuen $\Delta\Theta_y < 0,1 \text{ arcsec}$	$u_{\Theta_y} \leq 0,042 \text{ arcsec}$
Θ_x exp. m. Blende	linear mit Residuen $\Delta\Theta_x < 0,02 \text{ arcsec}$	$u_{\Theta_x} \leq 0,025 \text{ arcsec}$
Θ_y exp. m. Blende	linear mit Residuen $\Delta\Theta_y < 0,015 \text{ arcsec}$	$u_{\Theta_y} \leq 0,02 \text{ arcsec}$

Tabelle 6.2: Theoretische und experimentell ermittelte Eigenschaften des Winkelmesssystems im Vergleich.

Es zeigt sich, dass das System bei Verwendung der Blende die theoretisch bestimmten Eigenschaften aufweist. Soll das entwickelte interferometrische Sensor als Winkelmesssystem eingesetzt werden, so ist der Einsatz einer Blende oder eine Kalibrierung des Sensors zu empfehlen. Für eine Positionsregelung auf eine feste Führungsgröße ist jedoch auch die Variante ohne Blende geeignet.

6.2.3 Winkelabweichung des rotatorisch geregelten Positioniersystems

In kompakten Kalibriersystemen soll das interferometrische Winkelmesssystem zur rotatorischen Positionsregelung dienen. Die Tauglichkeit des Winkelmesssystems als Messwert-aufnehmer zur Kippwinkelregelung wurde aufgrund umfangreicher Messungen untersucht. Die Ergebnisse dieser Messungen sollen in den folgenden Abschnitten dargelegt werden.

6.2.3.1 Winkelabweichungen der unregelten Positioniereinheit

Abbildung 6.18 zeigt die Winkelabweichungen der unregelten Positioniereinheit in Abhängigkeit von der angefahrenen translatorischen Position. Die Hysterese in beiden Winkelachsen ist erkennbar, in Θ_{Ry} ist sie jedoch wesentlich stärker ausgeprägt. $\Theta_{Rx}(l_z)$ lässt sich durch eine lineare Funktion mit Residuen kleiner $\pm 0,05 \text{ arcsec}$ annähern, während diese bei $\Theta_{Ry}(l_z) \pm 0,2 \text{ arcsec}$ betragen. Der Ansatz eines Polynoms zweiter Ordnung führt zu Abweichungen $\pm 0,12 \text{ arcsec}$.

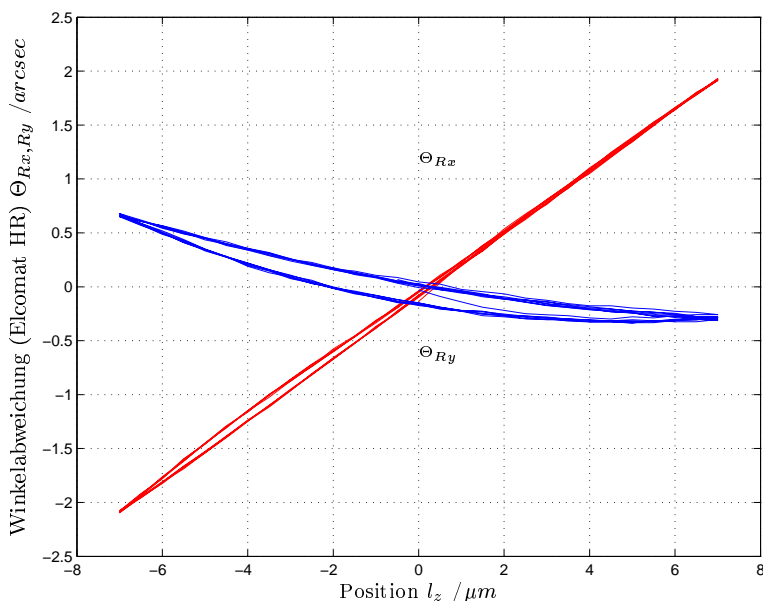


Abb. 6.18: Winkelabweichungen des rotatorisch unregelten Positioniersystems mit Blende ($\Theta_{Rx,Ry}(l_z)$).

6.2.3.2 Winkelabweichungen der geregelten Positioniereinheit

In Abbildung 6.19 sind die Verhältnisse bei eingeschalteter Winkelregelung dargestellt. Die auftretenden Winkelabweichungen liegen in der Größenordnung $< \pm 0,15 \text{ arcsec}$ und sind damit deutlich geringer als ohne Winkelregelung. Sie sind jedoch abhängig von der translatorischen Position des Messreflektors. Der Effekt ist systematisch und konnte mittels

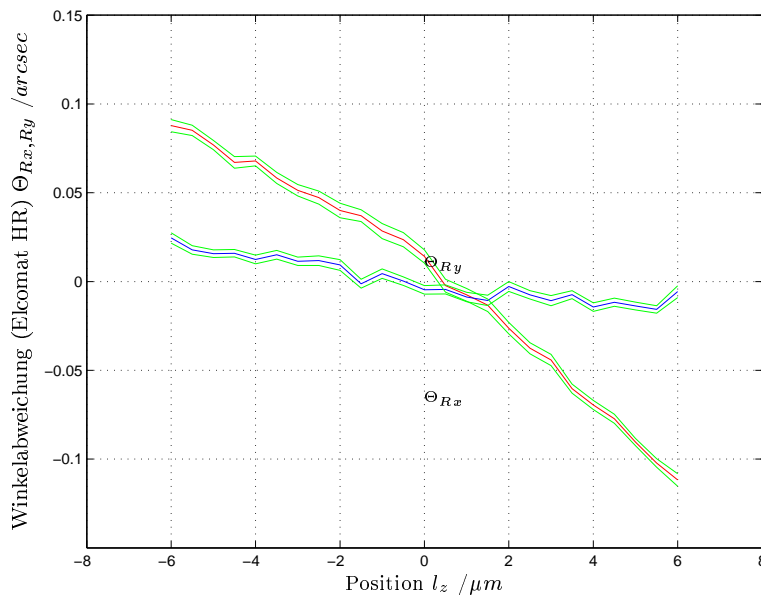


Abb. 6.19: Winkelabweichungen des rotatorisch geregelten Positioniersystems mit Blende ($\Theta_{Rx,Ry}(l_z)$), Standardunsicherheiten (grün) der Winkel.

des externen Winkelmesssystems Elcomat HR bestimmt und durch eine lineare, positionsabhängige Führungsgrößenanpassung verringert werden.

Als Ursache der Abweichung kommt beispielsweise eine Verkippung des Referenzreflektors um seine Mittellage in Betracht. Nimmt man als Ursache dafür eine Verlagerung der Außenkanten des Reflektors, so lässt sich bei einem Radius des Reflektors von $R = 6 \text{ mm}$ eine Verlagerung an den Außenkanten von $4,4 \text{ nm}$ berechnen, die zu den beschriebenen Winkelabweichungen führen würde. Im Rahmen weiterführender Arbeiten muss die Ursache der Winkelverlagerung exakt ermittelt werden.

Die verbleibenden Abweichungen nach automatischer Führungsgrößenanpassung lagen im Versuch mit $\leq \pm 0,015 \text{ arcsec}$ unterhalb der Unsicherheit des Winkelmesssystems Elcomat HR und wurden erst durch statistische Auswertung erkennbar. In Bild 6.20 sind Mittelwerte sowie Standardunsicherheiten der Abweichungen angegeben. Die Berechnung der Unsicherheiten erfolgte auf der Grundlage der Standardabweichungen, da Normalverteilung der Beobachtungen vorlag.

6.2.3.3 Zusammenfassung

Die winkelgeregelte Positioniereinheit erreicht Winkelabweichungen von ca. $0,1 \text{ arcsec}$. Durch Kalibrierung und lineare Kennlinienkorrektur lassen sich Abweichungen von weniger als $\pm 0,015 \text{ arcsec}$ erreichen. Bei dynamischen Kalibrierungen ist die Winkelregelung

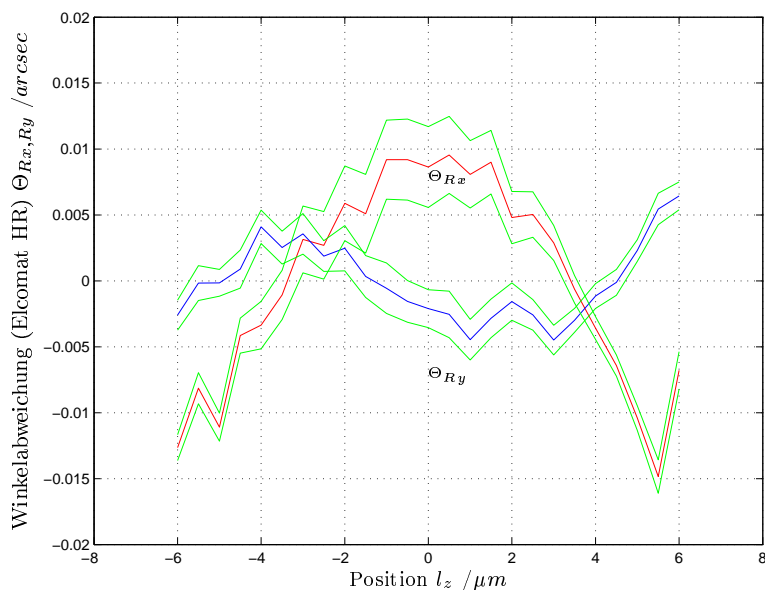


Abb. 6.20: Winkelabweichungen des rotatorisch geregelten Positioniersystems mit Blende und linearer Kennlinienkorrektur ($\Theta_{Rx,Ry}(l_z)$), Standardunsicherheiten (grün) der Winkel.

aufgrund der notwendigen Regelzeit deaktiviert. Hier kann auf eine Vorwärtssteuerung zurückgegriffen werden. Dies führt zu Winkelabweichungen $\leq \pm 0,12 \text{ arcsec}$, was im Falle dynamischer Kalibrierungen für das Kalibriersystem jedoch vertretbar ist.

6.3 Messergebnisse des Längenmesssystems

6.3.1 Nichtlinearität

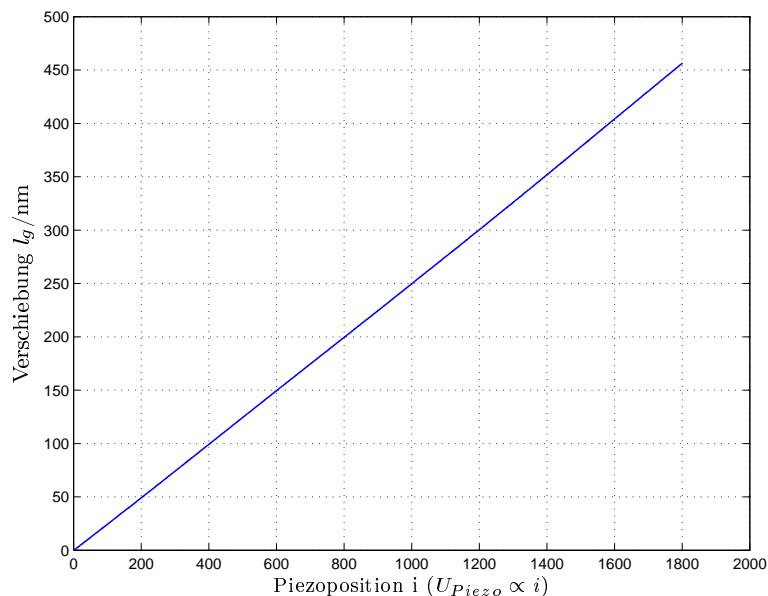


Abb. 6.21: Modulation der Piezospannung zur Ermittlung des Nichtlinearitätsverhaltens der Positioniereinheit.

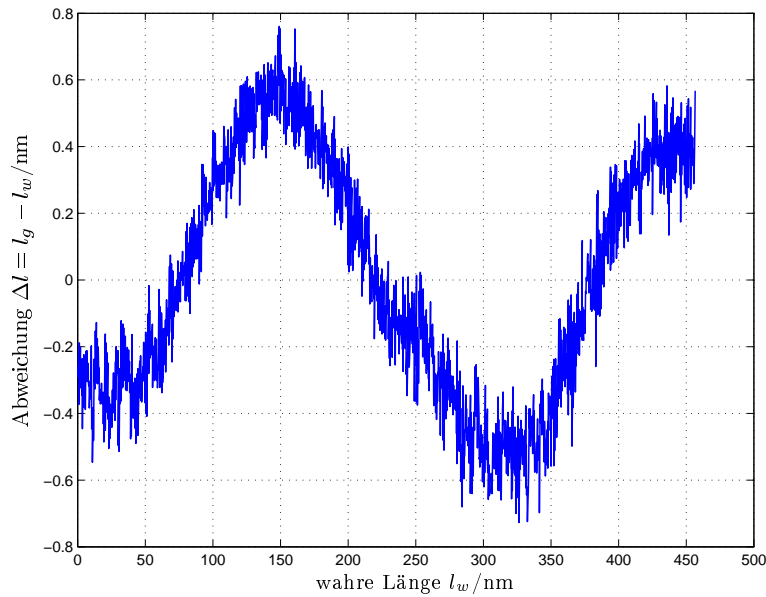


Abb. 6.22: Typisches Nichtlinearitätsverhalten der Positioniereinheit (Basis: ungefilterte Primärwerte des Interferometers).

Eines der Hauptprobleme der Laserinterferometrie ist die Ermittlung von Nichtlinearitäten. Da diese im Nanometerbereich liegen, muss entweder eine hochlineare Modulation des Wegsignals erfolgen oder ein geeignetes Normal zur Verfügung stehen. Als Normal werden üblicherweise kapazitive Wegsensoren verwendet, die zunächst über die gering abweichungsbehafteten $\frac{\lambda}{2}$ -Punkte des Interferometers kalibriert werden und anschließend als Normal dienen. Andere Verfahren basieren auf dem Einsatz von Hebeln zur Untersetzung oder eines Röntgeninterferometers [Hor02, Mül95, Y⁺00, YKKW01].

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde zur Untersuchung der Eigenschaften des Korrekturalgorithmus die lineare Modulation des Wegs mittels der Antriebselemente verwendet, vgl. Abbildung 6.21. Einflüsse durch die nichtlineare Übertragungscharakteristik der Piezoaktuatoren wurden durch eine Trendkorrektur der Weginformation reduziert. Die in Abbildung 6.22 wiedergegebenen Linearitätsabweichungen sind die Residuen dieser Trendkorrektur und können als typische Linearitätsabweichungen für die Positioniereinheit des laserinterferometrischen Kalibriersystems angesehen werden. Die Abweichungen liegen deutlich unter $\pm 1 \text{ nm}$.

Es konnten bei Einsatz des Korrekturalgorithmus an anderen Homodyninterferometern auch bei schlechter Signalqualität keine residualen Nichtlinearitäten größer 1 nm beobachtet werden. Somit lässt sich bei Einsatz des Korrekturalgorithmus von diesen Grenzen als worst-case ausgehen, was bei gleichzeitig möglicher Parameternachführung in kommerziell eingesetzten Interferometern eine nennenswerte Verbesserung darstellt.

6.3.2 Rauschen

Aus dem Signal in Abbildung 6.22 lässt sich durch geeignete Filterung, im einfachsten Fall durch Subtraktion eines geeigneten sinusförmigen Grundsignals, der hochfrequente Rauschanteil extrahieren. Der Rauschanteil ist normalverteilt und weist eine Spannweite von $R = 0,6 \text{ nm}$ bei einer Standardabweichung $s = 0,083 \text{ nm}$ auf.

6.3.3 Längenregelung

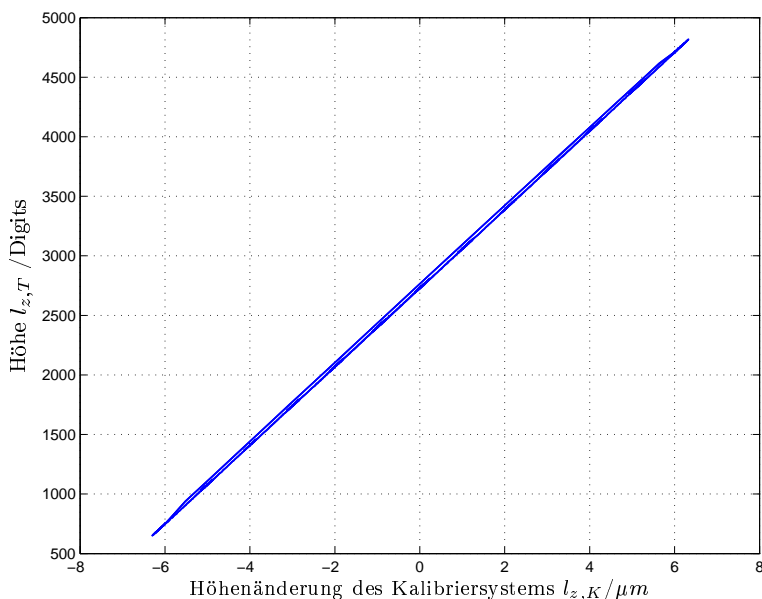


Abb. 6.23: Kalibrierung eines induktiven Tasters (#4107) mittels Kalibriersystem

Zur Einschätzung der Eigenschaften der Längenregelung auf der Grundlage des streifenzählenden, winkel- und längenmessenden Interferometers sind die Ergebnisse eines Praxisversuchs zur Stufenhöhenimulationen wiedergegeben. Abbildung 6.23 zeigt die mittels eines induktiven Tasters gemessene Höhenänderung der Verschiebeeinheit des Kalibriersystems. Die vorgegebenen Stufenhöhen betragen $1 \mu\text{m}$, die maximale Längenänderung $12 \mu\text{m}$. Bild 6.24 zeigt eine Ausschnittsvergrößerung zur Beurteilung des Rauschens. Das Längenrauschen der Positioniereinheit liegt im geregelten Zustand in der gleichen Größenordnung wie im unregulierten Zustand.

6.4 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden die mit dem Prototypen des Kalibriersystems erzielten Messergebnisse dargestellt.

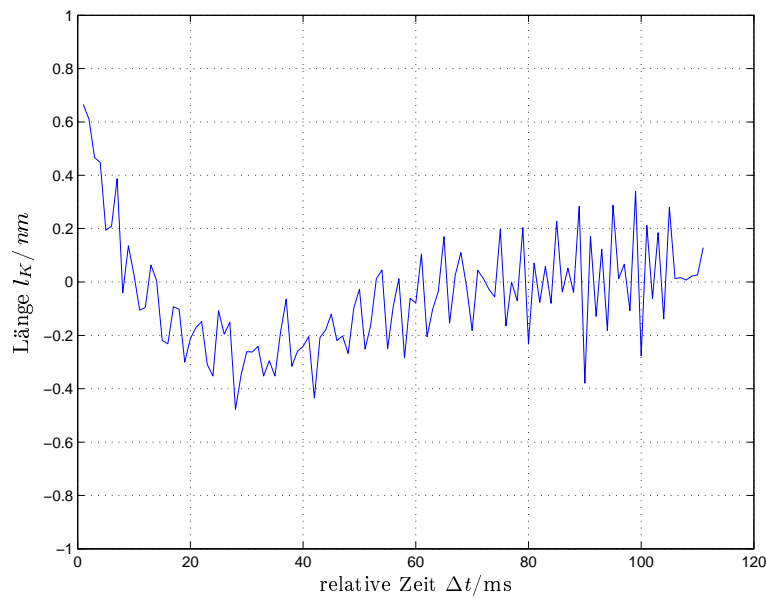


Abb. 6.24: Ausschnitt aus Abb. 6.23: Rauschen des Interferometersignals während der Kalibrierung eines induktiven Tasters (Primärwerte)

Das interferometrische Winkel- und Längenmesssystem erreichte in Praxisversuchen Winkelabweichungen von $\Delta\Theta_{x,y} \leq 0,1 \text{ arcsec}$ und bei Einsatz einer Blende vor dem Fotoempfänger die theoretisch berechnete Unsicherheit von $u_{\Theta_{x,y}} = 0,01 \text{ arcsec}$. Die Nichtlinearitäten des Längenmesssystems, die als Längenabweichungen gewertet werden können, liegen deutlich unter 1 nm . Auf die Eigenschaften der Längenregelung wurde nicht eingegangen, da sie durch Parametrierung an beliebige Bedürfnisse anpassbar ist.

Aus den Ergebnissen lässt sich die Eignung des entwickelten interferometrischen Messsystems zum Einsatz in hochauflösenden Kalibriersystemen ableiten.

7 Kalibrierung mit dem Prototypen des Kalibriersystems

Mit Hilfe des Prototypen des Kalibriersystems wurden Kalibrierungen eines Rastersondenmikroskops (RSM) vom Typ *SiS UltraObjective* sowie eines induktiven Tasters durchgeführt, um die Tauglichkeit des Systems zu prüfen. Die Untersuchungen sind in den folgenden Abschnitten dargestellt.

7.1 Kalibrierung eines Rastersondenmikroskops

Die Erprobung des Kalibriersystems erfolgte zunächst an einem Rasterkraftmikroskop vom Typ *SiS UltraObjective*. Das Prinzip der Kalibrierung sowie das Mikroskop mit

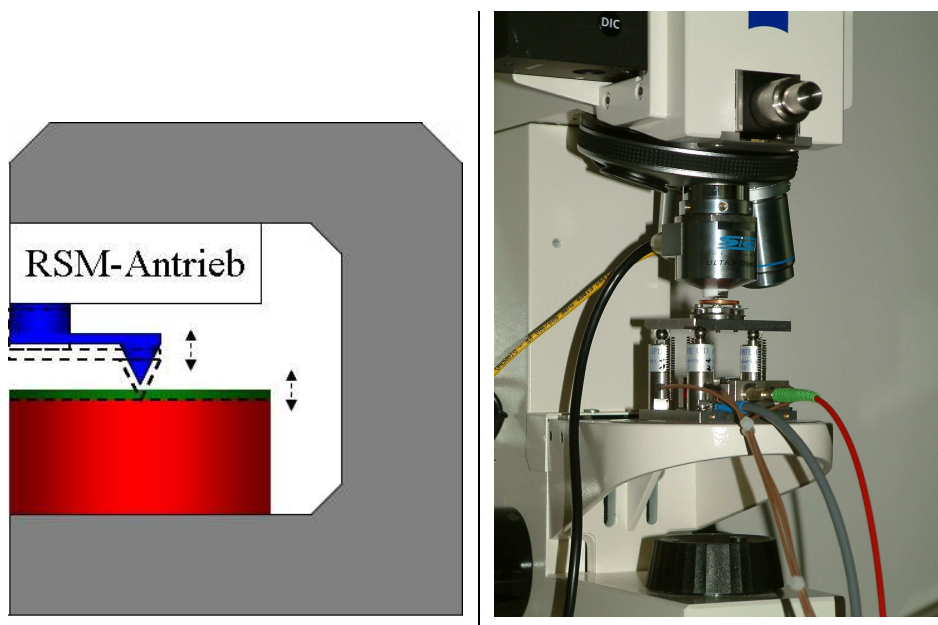


Abb. 7.1: Kalibrierprinzip (links) und reales Kalibriersystem unter Rasterkraftmikroskop *SiS UltraObjective*.

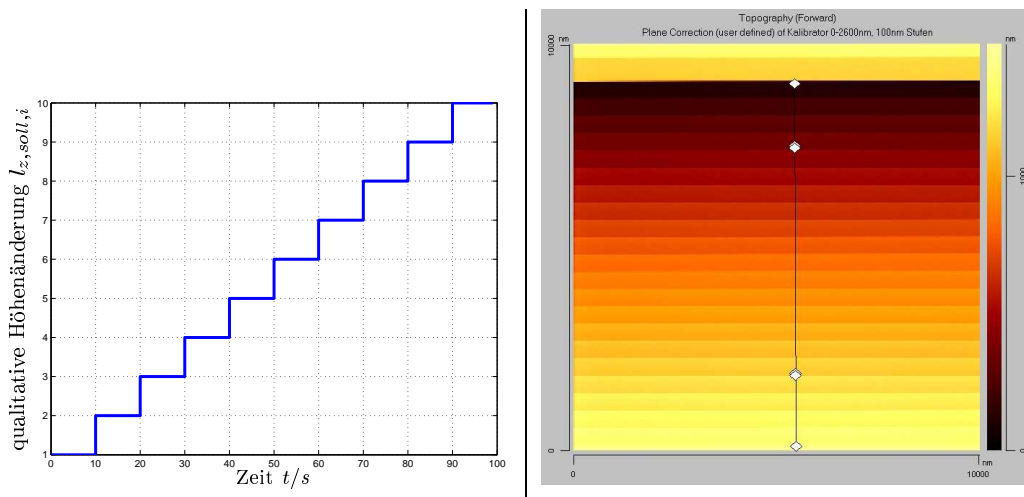


Abb. 7.2: Kalibrierung des *SiS UltraObjective* durch zeitliche Höhenänderung der Positioniereinheit. Links: qualitative Wiedergabe der Höhenänderung der Positioniereinheit, rechts: mit Mikroskop abgetastete, virtuelle Oberfläche, vgl. Abb. 5.6 auf Seite 70.

untergestelltem Kalibriersystem sind in Abbildung 7.1 dargestellt.

Die Erzeugung einer virtuellen stufenförmigen Oberfläche mit Hilfe des Kalibriersystems erfolgte durch zeitgesteuerte Höhenänderung der Positioniereinheit. Dadurch entfiel eine hardwarebasierte Ankopplung des Kalibriersystems an das Rastersondenmikroskop. Die Aufzeichnung der Mikroskopdaten erfolgte mittels der Software des *SiS UltraObjective*, die Datenauswertung in MATLAB.

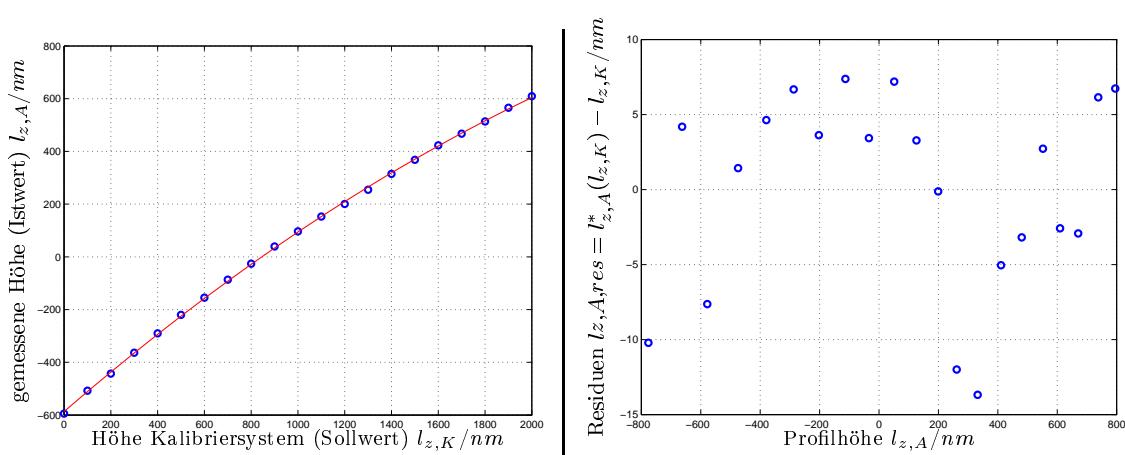


Abb. 7.3: Kennlinie des *SiS UltraObjective* (links) und Residuen der Approximation mittels eines Polynoms zweiter Ordnung (rechts).

In Abbildung 7.2 ist die Topographie der virtuellen Oberfläche dargestellt, die sich durch Erzeugung von 100 nm hohen Stufen ergab.

Bei der Auswertung des Profilschnitts wurden innerhalb der einzelnen Plateaus Kriechvorgänge des Mikroskops bis zu 50 nm festgestellt.

Die Nichtlinearität des *SiS UltraObjective* zeigte sich in einer mit linearer Regression ermittelten Approximation der Kennlinie mittels des Ansatzes

$$l_{z,A}^*(l_{z,K}) = a + b \cdot l_{z,K} + c \cdot l_{z,K}^2,$$

die auch in Abbildung 7.3 erkennbar ist. Die Residuen dieser Approximation lagen innerhalb von $l_{z,A,res} \leq \pm 15 \text{ nm}$.

Es existierte ein statistisch signifikanter quadratischer Anteil. Die Angabe des *Offsets* a ist aufgrund der Möglichkeit von Relativmessungen in der Regel nicht notwendig. Der Koeffizient b , der den Anstieg darstellt, betrug $b = (0,766 \pm 0,002)$. Der quadratische Anteil $c = (-85,3 \cdot 10^{-6} \pm 0,08 \cdot 10^{-9}) \text{ m}^{-1}$ führt bei der Gesamthöhe der Stufen von rund $2 \mu\text{m}$ zu einer Linearitätsabweichung von rund 341 nm, was einer relativen Abweichung von 17% entspricht. Da die *Software* des *SiS UltraObjective* nur die Eingabe eines Skalierungsfaktors zulässt, ist im praktischen Betrieb mit solchen Abweichungen zu rechnen.

Zusammenfassend lässt sich aussagen, dass mit Hilfe des Kalibriersystems zwar die Kennlinie des Mikroskops bestimmt werden konnte, der signifikante quadratische Anteil jedoch eine Verwendung des Mikroskops zu metrologischen Zwecken nicht zulässt.

Es bleibt an dieser Stelle eine interessante Anwendungsmöglichkeit des Kalibriersystems zu nennen. Hält man die Piezoelemente zur Auslenkung der Tastspitze am Mikroskop spannungslos und regelt statt dessen die Auslenkung der Tastspitze über die Höhe der Positioniereinheit des Kalibriersystems, so können die Weginformationen der Positioniereinheit als Messsignal genutzt werden. Bei Rastervorgängen hängt dann die Messunsicherheit im wesentlichen von der Positioniereinheit ab. Nichtlineare Effekte durch die Piezo-Kennlinie des Rastersondenmikroskops können wirksam unterdrückt werden.

7.2 Statische Kalibrierung eines induktiven Tasters

Bei der Untersuchung eines Tasters wurde dessen analoges, wegproportionale Ausgangssignal direkt aufgezeichnet und ausgewertet, um die Linearität zu ermitteln. Abbildung

7.4 zeigt den Messaufbau. Das Rauschen des analogen Tasterausgangssignals zeigt Nor-

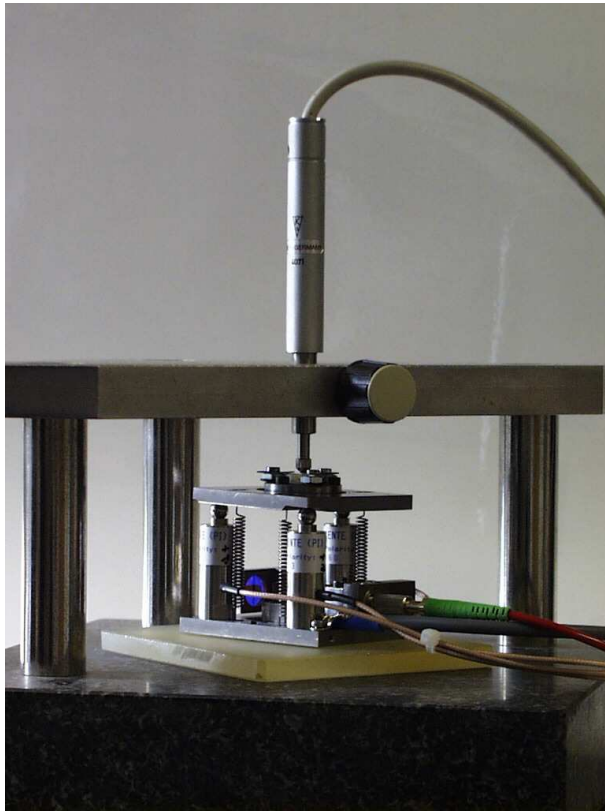


Abb. 7.4: Kalibriersystem und induktiver Taster (VEB Feinmesszeugfabrik Suhl, AE 2 DH, Nr. 4107)

malverteilung und eine Standardabweichung von $s = 2,2\text{ nm}$. Der Taster kann also in dieser Hinsicht als Nanomesssystem betrachtet werden. Die anhand einer Stufenfunktion mit 200 nm Stufenhöhe über $\pm 1\text{ }\mu\text{m}$ ermittelte Kennlinie des Tasters und die Residuen der Approximation bestätigten die gute Linearität von Taster und Kalibriersystem, vgl. Abb. 7.5. Dabei waren die Abweichung der mit dem Taster gemessenen Verschiebungen und der Sollwerte geringer als 2 nm . Der Taster lieferte ein Ausgangssignal von

$$U_T(l_z) = 0,10023\text{ V}\mu\text{m}^{-1}.$$

Die Angabe des in der Regel vorhandenen *Offsets* ist, wie beim zuvor beschriebenen Rastersondenmikroskop, aufgrund der Möglichkeit zu Relativmessungen nicht sinnvoll.

7.3 Dynamische Kalibrierung eines induktiven Tasters

Die dynamische Kalibrierung erfolgte mittels Testsignalen unterschiedlicher Frequenz und, aufgrund der begrenzten maximalen Messgeschwindigkeit des Kalibriersystems, unterschiedlich großer Amplituden.

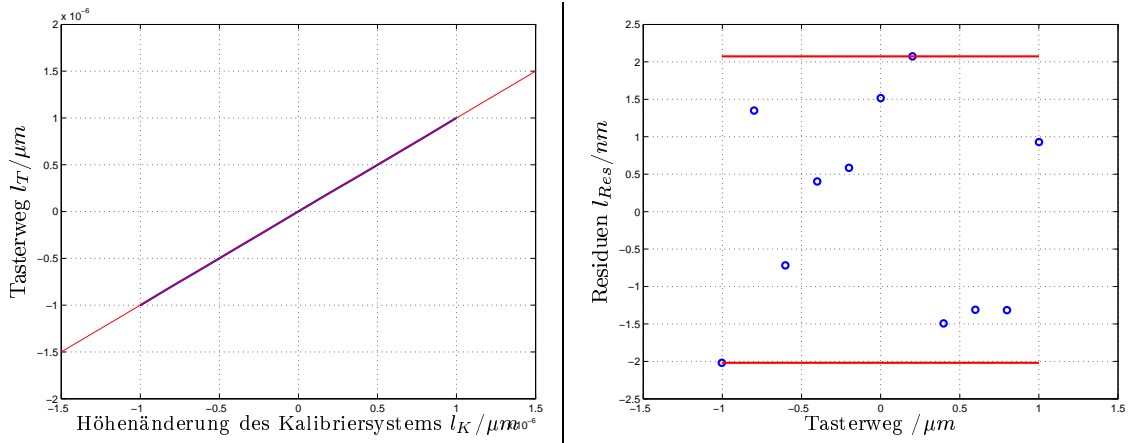


Abb. 7.5: Kennlinie des induktiven Tasters nach Zentrierung (links) und Residuen der Approximation $R_{Res} \approx \pm 2 \text{ nm}$ mittels eines Polynoms erster Ordnung (rechts).

Als Testsignale sind derzeit Rechteck-, Dreieck- und Sinussignale wählbar. Die Implementierung weiterer Signale, wie farbigem Rauschen, ist möglich. Die maximal mögliche Messfrequenz beträgt $\hat{v}_z = 1,58 \text{ mms}^{-1}$. Bei Einsatz eines Sinussignals ergibt sich:

$$l_z(t) = A \cdot \sin(2\pi f \cdot t) \quad (7.1)$$

und daraus

$$v_z(t) = \frac{dl_z(t)}{dt} = A \cdot 2\pi f \cdot \cos(2\pi f \cdot t). \quad (7.2)$$

Der Term $\cos(2\pi f \cdot t)$ kann den Maximalwert 1 annehmen, für die größtmögliche Amplitude $\hat{A}(f)$ folgt daher

$$\hat{A}(f) = \frac{\hat{v}_z}{2\pi f}. \quad (7.3)$$

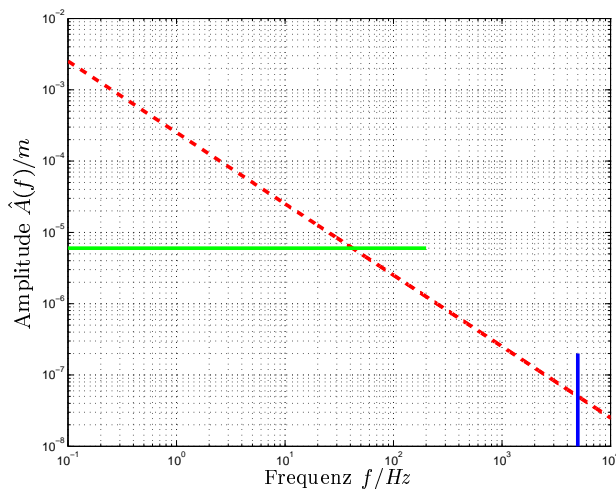


Abb. 7.6: Maximal mögliche Amplitude $\hat{A}(f)$ bei dynamischen Kalibrierungen. Kennlinie nach Gl. 7.3 (rot), systembedingte Amplituden- und Frequenzgrenzen (grün, blau)

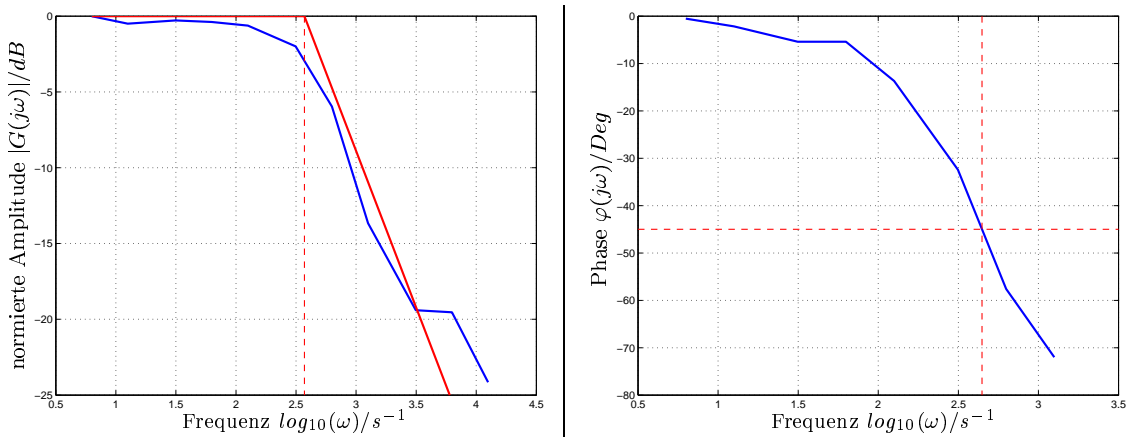


Abb. 7.7: Bodediagramm und Phasenfrequenzgang des induktiven Tasters. Amplitude auf Wert bei $f = 1\text{ Hz}$ normiert, Knickfrequenz übereinstimmend $\omega_0 \approx 400\text{ s}^{-1}$ bzw. $f_0 \approx 65\text{ Hz}$.

Es sind zusätzlich Plausibilitäts Grenzen aufgrund der maximal zulässigen Amplitude von $6\text{ }\mu\text{m}$ und des Systemtaktes von $f = 20\text{ kHz}$ zu berücksichtigen. Abbildung 7.6 stellt die Zusammenhänge grafisch dar.

Bei den Untersuchungen wurden Amplituden von 5000 nm bei 1 Hz bis 100 nm bei 2 kHz erzeugt. Die Position des Messspiegels sowie das Tastersignal wurden durch das Kalibriersystem synchron aufgezeichnet. Durch anschließende Auswertung der Signale mittels MATLAB konnte der in Abbildung 7.7 dargestellte Amplitudenfrequenzgang ermittelt werden. Ebenso wurde durch Anwenden der Kreuzkorrelation der Phasenfrequenzgang berechnet. Die aus den Diagrammen ablesbaren Knickfrequenzen betragen $\omega_0 \approx 400\text{ s}^{-1}$ bzw. $f_0 \approx 65\text{ Hz}$. Daraus und mit der Information über die Verstärkung bei $f = 1\text{ Hz}$ lässt sich die folgende Übertragungsfunktion des induktiven Tasters ermitteln:

$$G(j\omega) = \frac{0,10023\text{ V}\mu\text{m}^{-1}}{1 + j\omega 0,0025\text{ s}}$$

7.4 Zusammenfassung

Es konnte in diesem Abschnitt gezeigt werden, dass mit Hilfe des kompakten nanoskaligen Kalibriersystems neben der statischen Kalibrierung eines Rastersondenmikroskops vom Typ *SiS UltraObjective* die Ermittlung der Kennlinie und der Übertragungsfunktion eines induktiven Tasters mit Abweichungen im Nanometerbereich möglich ist.

8 Unsicherheitsbetrachtung

8.1 Einleitung

Die Bestimmung der zur Messunsicherheit beitragenden Größen sowie der resultierenden kombinierten Messunsicherheit wird im folgenden beschrieben. Entsprechend des Leitfadens zur Angabe der Unsicherheit beim Messen wird von der Bestimmungsgleichung

$$u^2(y) = \sum_{i=1}^N u_i^2(y) \quad (8.1)$$

ausgegangen [DIN95].

8.2 Frequenzstabilität der Laserlichtquelle

Für den verwendeten stabilisierten He-Ne-Laser wird vom Hersteller eine relative Frequenzunsicherheit

$$\frac{u(f)}{f} \leq 2 \cdot 10^{-8} \quad (8.2)$$

angegeben [Sio05b]. Es folgt wegen

$$c_0 = \lambda_0 \cdot f \quad (8.3)$$

und somit, vgl. Kapitel 4.2 ab S. 50,

$$l_g = \frac{\varphi_g \cdot \lambda_0}{2\pi \cdot k_{IF} \cdot n} \quad (8.4)$$

$$l_g = \frac{\varphi_g \cdot c_0}{2\pi \cdot k_{IF} \cdot n \cdot f}. \quad (8.5)$$

Es ergibt sich

$$\frac{\partial l_g}{\partial f} = -\frac{1}{f} \cdot \frac{\varphi_g \cdot c_0}{2\pi \cdot k_{IF} \cdot n \cdot f} = -\frac{1}{f} \cdot l_g, \quad (8.6)$$

sowie für den Beitrag zur Unsicherheit

$$u_1(l_z) = \left| \frac{\partial l_g}{\partial f} \right| \cdot u(f) = \frac{1}{f} \cdot l_g \cdot u(f) = (l_m + l_t) \cdot \frac{u(f)}{f}. \quad (8.7)$$

Der Unsicherheitsbeitrag ist also deutlich von der Messstrecke l_m und der Totstrecke l_t abhängig. Der erste Prototyp der Positioniereinheit, im Folgenden als „alt“ bezeichnet, weist mit Standardaktuatoren eine Totstrecke von $l_t = 11,6 \text{ mm}$ auf. Beim verbesserten, neuen Prototypen mit ungekapselten Aktuatoren ist eine Reduzierung der Totstrecke auf $l_t \leq 1 \text{ mm}$ gelungen. Die Messstrecke liegt in beiden Fällen bei $l_m = \pm 6 \text{ }\mu\text{m}$. Die resultierenden Unsicherheitsbeiträge sind in Tabelle 8.1 dargestellt.

	Beitrag
Prototyp alt	$u_1(l_z) = 0,232 \text{ nm}$
Prototyp neu	$u_1(l_z) = 0,020 \text{ nm}$

Tabelle 8.1: Standardunsicherheit (Beitrag) durch Frequenzunsicherheit des Lasers

8.3 Erfassung und Demodulation der Interferometersignale

Auf der Grundlage durchgeführter Untersuchungen an verschiedenen Interferometern und der Positioniereinheit kann eine empirisch ermittelte Maximalabweichung bei Anwendung des Verfahrens der Ellipsenkorrektur nach *HEYDEMAN* mit

$$\Delta l_{z,ED} = 1 \text{ nm} \quad (8.8)$$

angegeben werden. Es handelt sich also um eine geschätzte Größe. Die Verteilungsfunktion wird als Gleichverteilung angenommen, der resultierende Unsicherheitsbeitrag ergibt sich zu

$$u_2(l_z) = \frac{\Delta l_{z,ED}}{\sqrt{3}}. \quad (8.9)$$

Die Demodulationsabweichung liegt durch die A/D-Wandlerbreite von 16 *Bit*, wobei aufgrund eines Sicherheitsfaktors zur Tolerierung von Laserintensitätsschwankungen effektiv nur 14 *Bit* nutzbar sind, und der Verwendung einer Software-arctan-Funktion mit einer

Genauigkeit von mehr als 20 *Bit* bei $\Delta\phi \approx 10^{-4} \text{ rad}$. Daraus kann für das $\frac{\lambda}{2}$ -Interferometer eine Längenabweichung von

$$\Delta l_{z,D} \approx 0,005 \text{ nm} \quad (8.10)$$

berechnet werden. Sie ist damit vernachlässigbar klein.

Es ergibt sich deshalb aus Gl. 8.9 ein Unsicherheitsbeitrag von

$$u_2(l_z) = 0,58 \text{ nm}. \quad (8.11)$$

Dieser Beitrag ist nicht längenabhängig und bei beiden Prototypen identisch.

8.4 Winkelmesssysteme

Die Analyse von Messreihen im Vergleich zum Referenzgerät Möller-Wedel Elcomat HR zeigt für die interferometrischen Winkelmesssysteme Maximalabweichungen von $\Delta\Theta_{x,y} \leq 0,1 \text{ arcsec}$. Wird wieder von einer Gleichverteilung ausgegangen, so ergibt sich durch die Winkelmessung ein Unsicherheitsbeitrag von

$$u_3(\Theta_{x,y}) = \frac{\Delta\Theta_{x,y}}{\sqrt{3}} = 0,058 \text{ arcsec}. \quad (8.12)$$

8.5 Signalerfassung des Prüflings

Die Wandlerbreite der eingesetzten A/D-Wandler LTC1608A beträgt 16 *Bit* [Lin05c]. Da den Wandlern einstellbare Verstärker und Filter vorgeschaltet sind, lassen sich in der Praxis etwa 15 *Bit* sinnvoll nutzen [Lin05b].

Die Gesamtunsicherheit der A/D-Wandler, in die Temperaturschwankungen, integrale Nichtlinearität der Wandler, Nullpunktdrift und *Fullscale*-Drift sowie das Wandlerrauschen eingehen, beträgt $u_{AD} = 3,5 \text{ LSB}$.

Bei einem Prüfling mit einem wegproportionalen Ausgangssignal, wie dem in Abschnitt 7 eingesetzten induktiven Taster, muss daher ein Kompromiss zwischen Kalibrierbereich und Rauschen bzw. Unsicherheit gefunden werden. Da der Taster ein Signal von $0,1 \text{ V}\mu\text{m}^{-1}$ liefert und die A/D-Wandler eine Eingangsspannung von maximal $\pm 10 \text{ V}$ zulassen, können theoretisch maximal $\pm 100 \mu\text{m}$ kalibriert werden. Die wandlerbedingte Unsicherheit beträgt dann $u_{AD,\pm 100 \mu\text{m}} = 10,7 \text{ nm}$. Werden durch Erhöhung des Eingangsverstärkungsfaktors auf 16 nur noch Spannungen von maximal $0,625 \text{ V}$ zugelassen, so ergibt sich ein

Weg von $\pm 6,25 \mu m$ bei einer Unsicherheit von $u_{AD,\pm 6,25 \mu m} = 0,67 nm$.

Der Prüfling und dessen Ausgangssignal bestimmen jedoch nicht die Positionier-, sondern die Kalibrierunsicherheit. Für einen bestimmten Prüfling ist der Unsicherheitsbeitrag entsprechend des Anwendungsfalls abzuschätzen.

8.6 Messwertverarbeitung im DSP

Da im Signalprozessor sowie in MATLAB die Datenverarbeitung mit Wortbreiten von mindestens 16 *Bit* stattfindet, entsteht bei den auftretenden Messwegen kein relevanter Unsicherheitsbeitrag.

8.7 Gestaltabweichungen des Messreflektors

In der Positioniereinheit werden einachsige translatorische Positionierungen durchgeführt. Gestaltabweichungen des Messreflektors fallen daher nicht ins Gewicht, da keine zusätzlichen Verschiebungen dieses Reflektors in Querrichtung zum Messstrahl stattfinden.

8.8 Bestimmung der Luftbrechzahl

Die Bestimmung der Luftbrechzahl erfolgt parametrisch nach der von *EDLÉN* vorgeschlagenen Bestimmungsgleichung [Edl66]. Dazu ist die Erfassung der Lufttemperatur, des Luftdruckes sowie der Luftfeuchte oder des Wasserdampfdruckes notwendig. Zur Messung dieser Parameter wird eine Modulkarte UW-02 der Fa. SIOS Meßtechnik GmbH eingesetzt, vgl. Abschnitt 5.6.1 auf Seite 86.

8.8.1 Temperaturmessung

Es kommt ein Widerstandssensor vom Typ Pt100 zum Einsatz. Er weist eine Unsicherheit von 1/3 DIN Klasse B auf [DIN96], wonach sich für eine Normaltemperatur von $\vartheta = 20 \text{ }^\circ C$ mit Hilfe der Bestimmungsgleichung

$$\Delta\vartheta = 0,1 K + 0,005 K^{-1} \cdot \vartheta \tag{8.13}$$

laut Norm eine Toleranz von $\Delta\vartheta(20^\circ C) = 0,2 K$ bestimmen lässt. Er deckt sich mit dem in der Literatur angegebenen Wert [Pfe01, VDI94]. Es ergibt sich, unter Annahme einer Gleichverteilung, eine Standardunsicherheit von

$$u(\vartheta) = 0,12 K. \quad (8.14)$$

Der Widerstandswert wird elektronisch ermittelt. Die Einflüsse auf die Unsicherheit durch diese Ermittlung können vernachlässigt werden.

8.8.2 Druckmessung

Für den auf der Modulkarte UW-02 eingesetzten Luftdrucksensor gibt die Fa. SIOS Meßtechnik GmbH eine Standardunsicherheit von

$$u(p) = 25 Pa \quad (8.15)$$

an.

8.8.3 Wasserdampfdruckmessung

Eine messtechnische Erfassung des Wasserdampfdruckes findet nicht statt. In Messräumen kann mit Feuchteschwankungen gerechnet werden, die deutlich unter den Schwankungen der Umgebungsluft liegen [Pfe01, VDI94]¹. Für Präzisionsmessräume ergibt sich für den Wasserdampfdruck eine Toleranz von

$$\Delta p_w = \pm 115 Pa \quad (8.16)$$

und, unter der Annahme einer Gleichverteilung, eine Standardunsicherheit von

$$u(p_w) = 66,4 Pa. \quad (8.17)$$

8.8.4 Luftbrechzahl

Zur Bestimmung des durch die Brechzahlkompensation entstehenden Unsicherheitsbeitrages muss von der auf S. 52 angegebenen Gleichung 4.10 ausgegangen werden. Durch

¹Mit Hilfe der allgemein zugänglichen Klimadaten des Deutschen Wetterdienstes (DWD) lassen sich für die Messstationen Erfurt-Bindersleben und Meiningen in den letzten vier Jahren nahezu übereinstimmende Wasserdampfdruckschwankungen im *Außenbereich* von jährlich $\Delta p_w = \pm 980 Pa$ ermitteln [Deu05].

Bestimmen der partiellen Ableitungen unter Annahme von $\vartheta = 20\text{ }^\circ\text{C}$, $p = 101325\text{ Pa}$ sowie $p_w = 1150\text{ Pa}$ ergibt sich

$$\frac{\partial n}{\partial \vartheta} = -2,8793 \cdot 10^{-9}\text{ Pa}^{-1} \cdot p \cdot \frac{0,003671\text{ }^\circ\text{C}^{-1}}{(1 + 0,003671\text{ }^\circ\text{C}^{-1} \cdot \vartheta)^2} = -9,295 \cdot 10^{-7}\text{ K}^{-1} \quad (8.18)$$

$$\frac{\partial n}{\partial p} = 2,8793 \cdot 10^{-9}\text{ Pa}^{-1} \cdot \frac{1}{1 + 0,003671\text{ }^\circ\text{C}^{-1} \cdot \vartheta} = 2,6824 \cdot 10^{-9}\text{ Pa}^{-1} \quad (8.19)$$

$$\frac{\partial n}{\partial p_w} = -3,6 \cdot 10^{-10}\text{ Pa}^{-1}. \quad (8.20)$$

Mit Hilfe der Standardunsicherheiten der Umweltparameter und des Fehlerfortpflanzungsgesetzes folgt

$$u(n) = 1,3232 \cdot 10^{-7}. \quad (8.21)$$

Aus den partiellen Ableitungen von Gleichung 4.8 (vgl. S. 52) und dem Fehlerfortpflanzungsgesetz lässt sich folgern:

$$u_7(l_z) = \sqrt{\left(\frac{\partial l_g}{\partial n} \cdot u(n)\right)^2 + \left(\frac{\partial l_g}{\partial n_0} \cdot u(n_0)\right)^2}, \quad (8.22)$$

wobei aufgrund $u(n_0) = u(n)$ nach Umstellen von Gleichung 4.8 (vgl. S. 4.8) und Einsetzen in Gl. 8.22, wie in [Hau02] bereits dargestellt, gilt:

$$u_7(l_z) = \sqrt{(l_m + l_t)^2 + (l_t)^2} \cdot \frac{u(n)}{n}. \quad (8.23)$$

Die resultierenden Unsicherheitsbeiträge für die beiden Prototypen sind aus Tabelle 8.2 ersichtlich.

	Beitrag
Prototyp alt	$u_7(l_z) = 2,171\text{ nm}$
Prototyp neu	$u_7(l_z) = 0,188\text{ nm}$

Tabelle 8.2: Standardunsicherheit (Beitrag) durch Brechzahlkompensation

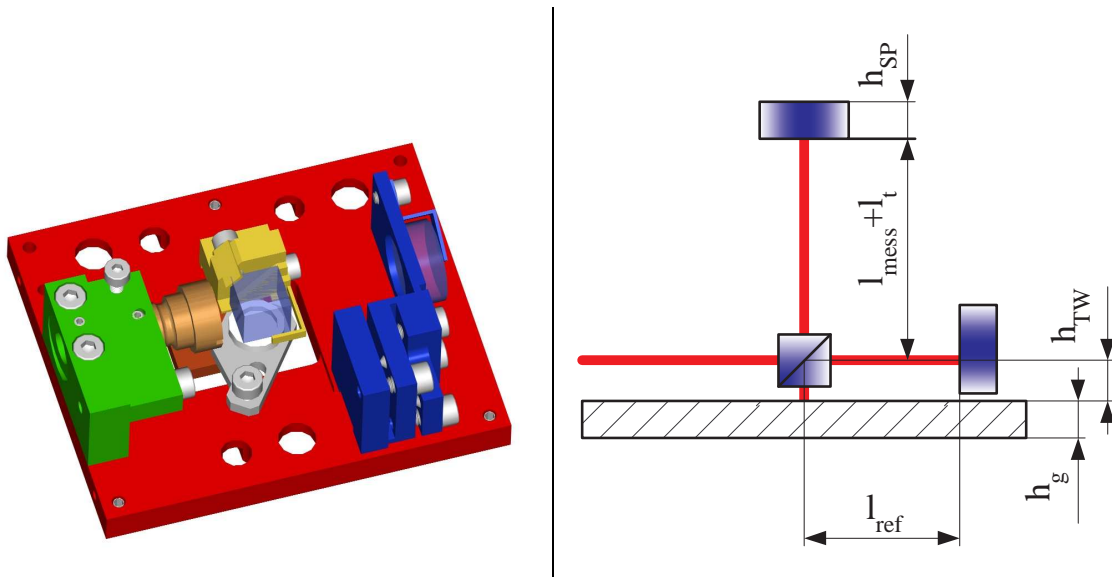


Abb. 8.1: Baugruppe Bodenplatte der Positioniereinheit (links); Strahlteiler, Mess- und Referenzspiegel sowie relevante Längen in der Positioniereinheit (rechts)

8.9 Thermische Ausdehnung der Anordnung

Die mittels des Interferometers gemessene Länge l_m ist stets eine Differenzmessung zwischen der Länge des Referenzarmes l_{ref} und der des Messarmes l_{mess} . In den aufgebauten Prototypen befindet sich im Messarm zusätzlich die Totstrecke l_t . Es ergibt sich demnach bei Temperaturänderungen:

$$l_m(\Delta\vartheta) = l_t(\Delta\vartheta) + l_{mess}(\Delta\vartheta) - l_{ref}(\Delta\vartheta). \quad (8.24)$$

Bild 8.1 verdeutlicht den Zusammenhang. Durch das Interferometer wird lediglich die Verschiebung des Messspiegels gemessen. Verlagerungen des Strahlteilers oder der Bodenplatte können als Messabweichungen erscheinen. Treten durch Temperaturänderungen während der Messung Dickenänderungen der Bodenplatte oder Verlagerungen des Referenzspiegels auf, so führen diese ebenfalls zu Mess- bzw. Positionierabweichungen.

Der Prüfling tastet auf der Oberseite des Messspiegels an, das Interferometer die Unterseite. Temperaturbedingte Dickenänderungen des Messspiegels führen daher ebenfalls zu Messabweichungen.

Die Gesamtverlagerung l_{SP} der Oberseite des Messspiegels relativ zur Unterseite der Bodenplatte ergibt sich aus Bild 8.1 durch vorzeichengerechte Addition der Einzelgrößen zu

$$l_{SP}(\Delta\vartheta) = h_g(\Delta\vartheta) + h_{TW}(\Delta\vartheta) + l_{mess}(\Delta\vartheta) + l_t(\Delta\vartheta) + h_{SP}(\Delta\vartheta). \quad (8.25)$$

Eine Verlagerung des Teilerwürfels in Richtung des Messspiegels führt zu einer Verlängerung des Referenzarmes l_{ref} , wodurch sich aufgrund der Positionsregelung der Messarm l_{mess} ebenfalls verlängert. Diese Verlagerung ist mittels der Größe $h_{TW}(\Delta\vartheta)$ berücksichtigt. Die Totstrecke l_t wird bereits in der Messwertverarbeitung berücksichtigt, temperaturbedingte Längenänderungen der Totstrecke gehen daher hier nicht erneut ein.

Für die in Gl. 8.25 angegebenen Größen gilt:

$$h_g(\Delta\vartheta) = h_g \cdot (1 + \alpha_{St} \cdot \Delta\vartheta) \quad (8.26)$$

$$h_{TW}(\Delta\vartheta) = h_{TW} \cdot (1 + \alpha_{St} \cdot \Delta\vartheta) \quad (8.27)$$

sowie bei Regelung auf konstante Höhe

$$l_{mess}(\Delta\vartheta) = l_{ref}(\Delta\vartheta) \quad (8.28)$$

mit

$$l_{ref}(\Delta\vartheta) = l_{ref}(1 + \alpha_{St} \cdot \Delta\vartheta), \quad (8.29)$$

da der Referenzreflektor vorderflächig geklemmt ist, sowie

$$h_{SP}(\Delta\vartheta) = h_{SP} \cdot (1 + \alpha_{BK7} \cdot \Delta\vartheta). \quad (8.30)$$

Es ergibt sich durch Einsetzen in Gl. 8.25 und Ableiten nach der Temperaturänderung $\Delta\vartheta$:

$$\frac{\partial l_{SP}}{\partial \Delta\vartheta} = (h_g + h_{TW} + l_{ref}) \cdot \alpha_{St} + h_{SP} \cdot \alpha_{BK7} \quad (8.31)$$

und

$$\Delta l_{SP} = ((h_g + h_{TW} + l_{ref}) \cdot \alpha_{St} + h_{SP} \cdot \alpha_{BK7}) \cdot \Delta\vartheta. \quad (8.32)$$

Mit $h_g = 5 \text{ mm}$, $h_{TW} = 6,9 \text{ mm}$, $l_{ref} = 21 \text{ mm}$, $h_{SP} = 5 \text{ mm}$ sowie $\alpha_{St} = 12 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ und $\alpha_{BK7} = 7,1 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ folgt

$$\Delta l_{SP} = 430,3 \cdot 10^{-9} \text{ m} \cdot \text{K}^{-1} \cdot \Delta\vartheta. \quad (8.33)$$

Der neue Prototyp besitzt einen ähnlichen Aufbau wie der alte, wesentliche Elemente der Baugruppe Bodenplatte bestehen jedoch aus Invar36. So lässt sich für ihn analog mit $h_g = 4\text{ mm}$, $h_{TW} = 7,5\text{ mm}$, $l_{ref} = 10\text{ mm}$, $h_{SP} = 5\text{ mm}$ sowie $\alpha_{Invar36} = 1,2 \cdot 10^{-6}\text{ K}^{-1}$ berechnen:

$$\Delta l_{SP,neu} = 61,3 \cdot 10^{-9}\text{ m} \cdot \text{K}^{-1} \cdot \Delta\vartheta \quad (8.34)$$

Tabelle 8.3 stellt verschiedene resultierende Unsicherheitsbeiträge für Kurz- und Langzeitmessungen gegenüber. Bei Kurzzeitmessungen ist nicht die absolute, sondern die relative Temperaturmessunsicherheit von Interesse. Sie liegt deutlich unter $u(\vartheta) = 0,12\text{ K}$. Für Messungen in der temperaturisolierten Klimakammer traten beispielsweise innerhalb von $t = 20\text{ min}$ keine Temperaturänderungen auf, sondern lediglich ein Rauschen von 10 mK_{pp} um einen konstanten Mittelwert. Für die Kurzzeitbetrachtung wird hier dieses geringe Rauschen herangezogen, für Langzeitmessungen der sich aus der Literatur für Präzisionsmessräume ergebende Wert $0,12\text{ K}$ [Pfe01, VDI94].

	Beitrag (Langzeit)	Beitrag (Kurzzeit)
Prototyp alt	$u_8(l_z) = 51,636\text{ nm}$	$u_8(l_z) = 2,484\text{ nm}$
Prototyp neu	$u_8(l_z) = 7,356\text{ nm}$	$u_8(l_z) = 0,354\text{ nm}$

Tabelle 8.3: Standardunsicherheit (Beitrag) durch Temperatúrausdehnung

8.10 Mess- und Winkelabweichungen erster und zweiter Ordnung

Durch eine unterschiedliche Winkellage $\Delta\Theta$ des Messspiegels bzw. des Antastkörpers bei Beginn und Ende der Verschiebung entsteht bei vorhandenem Versatz d zwischen den Messachsen von Prüfling und Normal die von *ABBE* beschriebene Messabweichung erster Ordnung. Sie lässt sich mittels Gleichung 8.35 ausdrücken.

$$\begin{aligned} \Delta l_{z,1.Ord}(\Delta\Theta, d) &= d \cdot \tan(\Delta\Theta) \\ u_9(l_{z,2.Ord,\Theta}) &= d \cdot \tan(u(\Theta)). \end{aligned} \quad (8.35)$$

Mit der in Abschnitt 8.4 bestimmten Winkelunsicherheit $u_3(\Theta_{x,y})$ und einem angenommenen worst-case-Versatz $d = 1 \text{ mm}$ zwischen den Messachsen ergibt sich für die Unsicherheit der Position des Messreflektors

$$\begin{aligned} u_9(l_{z,1.Ord,\Theta_x}) &= 0,28 \text{ nm} \\ u_9(l_{z,1.Ord,\Theta_y}) &= 0,28 \text{ nm}. \end{aligned} \quad (8.36)$$

Zusätzlich entsteht durch die Verkippung des Messreflektors eine von dessen Dicke abhängige Messabweichung zweiter Ordnung

$$\begin{aligned} \Delta l_{z,2.Ord}(\Delta\Theta, d_{SP}) &= d_{SP} \cdot \left(\frac{1}{\cos(\Delta\Theta)} - 1 \right) \\ u_9(l_{z,2.Ord,\Theta}) &= d_{SP} \cdot \left(\frac{1}{\cos(u(\Theta))} - 1 \right) \end{aligned}$$

und mit $d_{SP} = 5 \text{ mm}$ folgt

$$\begin{aligned} u_9(l_{z,2.Ord,\Theta_x}) &= 0,2 \cdot 10^{-15} \text{ m} \\ u_9(l_{z,2.Ord,\Theta_y}) &= 0,2 \cdot 10^{-15} \text{ m}. \end{aligned} \quad (8.37)$$

Mittels eines Autokollimationsfernrohres ist die Orthogonalität der Messachse der Positioniereinheit zur Auflagefläche der Positioniereinheit herzustellen. Es wird dabei zu einer geringen Winkelabweichung $\Delta\Theta_e$ zwischen der Messachse und der Normalen der Auflagefläche kommen. Sie führt zu einer längenabhängigen Messabweichung zweiter Ordnung

$$\begin{aligned} \Delta l_{z,2.Ord}(\Delta\Theta_e, l_z) &= l_z \cdot (1 - \cos(\Delta\Theta_e)) \\ u_9(l_{z,2.Ord,\Theta_e}) &= l_z \cdot (1 - \cos(u(\Theta_e))). \end{aligned} \quad (8.38)$$

Man erhält mit einer angenommenen Unsicherheit $u(\Theta_e) = 300 \text{ arcsec}$ innerhalb des Positionierbereiches $l_z \leq \pm 6 \mu\text{m}$ eine Standardunsicherheit

$$u_9(l_{z,2.Ord,\Theta_e}) = 0,006 \text{ nm}. \quad (8.39)$$

Werden die Unsicherheiten entsprechend ihrer Abhängigkeiten zusammengefasst, so ergibt sich entsprechend [DIN95, S.21]

$$\begin{aligned} u_9^2(l_z) &= (u_9(l_{z,1.Ord,\Theta_x}) + u_9(l_{z,2.Ord,\Theta_x}))^2 \\ &+ (u_9(l_{z,1.Ord,\Theta_y}) + u_9(l_{z,2.Ord,\Theta_y}))^2 \\ &+ u_9(l_{z,2.Ord,\Theta_e})^2. \end{aligned} \quad (8.40)$$

Die Positionsabhängigkeit ist aufgrund des geringen Positionierbereiches ebenso vernachlässigbar wie der Einfluss der Messreflektorkippung. Es ergibt sich

$$u_9(l_z) = 0,396 \text{ nm}. \quad (8.41)$$

8.11 Zusammenfassung

Tabelle 8.4 gibt die Unsicherheitsbeiträge sowie die resultierenden kombinierten Unsicherheiten wieder. Da vor allem die thermische Ausdehnung einen großen Anteil an der kombinierten Unsicherheit hat, wurde in der neuen Version der Positioniereinheit neben der Reduzierung der Gesamtabmessungen auf eine Reduzierung der Totstrecke geachtet. Als Material für die Grundplatte kommt nun Invar36 zum Einsatz, wodurch sich die Unsicherheit deutlich reduzieren lässt. Die thermische Ausdehnung stellt jedoch weiter den Hauptbeitrag dar. Der Einsatz von Materialien mit noch geringeren Ausdehnungskoeffizienten, wie Zerodur, ist für weitere Unsicherheitsreduzierungen in Erwägung zu ziehen.

Die berechneten Unsicherheiten für Kurzzeitmessungen bewegen sich im einstelligen Nanometerbereich und sind damit als sehr gering einzuschätzen. Erweiterte Unsicherheiten für die neue Version bewegen sich selbst für $k = 3$ unter 3 nm . Das Kalibriersystem ist daher als hochpräzises, kompaktes Kalibrier- und Positioniersystem einsetzbar.

Beschreibung	Beitrag / alt	Beitrag / neu
Laserfrequenz	$u_1(l_z) = 0,232 \text{ nm}$	$u_1(l_z) = 0,02 \text{ nm}$
Signaldemodulation	$u_2(l_z) = 0,58 \text{ nm}$	$u_2(l_z) = 0,58 \text{ nm}$
Winkelmessung	$u_3(\Theta_{x,y}) = 0,058 \text{ arcsec}$	$u_3(\Theta_{x,y}) = 0,058 \text{ arcsec}$
Signalerfassung Prüfling	(nicht abschätzbar)	(nicht abschätzbar)
Signalverarbeitung	(vernachlässigbar)	(vernachlässigbar)
Messreflektor	(vernachlässigbar)	(vernachlässigbar)
Luftbrechzahl	$u_7(l_z) = 2,171 \text{ nm}$	$u_7(l_z) = 0,188 \text{ nm}$
Thermische Ausdehnung	$u_8(\vartheta) = 51,636 \text{ nm}$ (Langzeit), $u_8(\vartheta) = 2,484 \text{ nm}$ (Kurzzeit, 20 min)	$u_8(\vartheta) = 7,356 \text{ nm}$ (Langzeit), $u_8(\vartheta) = 0,354 \text{ nm}$ (Kurzzeit, 20 min)
Winkelabweichungen	$u_9(l_z) = 0,396 \text{ nm}$	$u_9(l_z) = 0,396 \text{ nm}$
Kombinierte Unsicherheit (Langzeit)	$u_c = 51,687 \text{ nm}$	$u_c = 7,392 \text{ nm}$
Kombinierte Unsicherheit (Kurzzeit)	$u_c = 3,381 \text{ nm}$	$u_c = 0,811 \text{ nm}$

Tabelle 8.4: Unsicherheitsbeiträge und kombinierte Unsicherheiten des alten und neuen Prototypen des Kalibriersystems

9 Ausblick

Für Untersuchungen und weiterführende Arbeiten ergeben sich folgende Ansätze:

- LCD-Modulation
Untersuchungen an LCD-Phasenschiebern. Ziel ist der Einsatz dieser Phasenschieber zur kontrollierten, mechanisch schwingungsfreien und thermisch stabilen Modulation der Interferometersignale bei Stillstand des Systems.
- Dynamische Kalibrierung
Erweiterung um Funktionen zur Simulation von rauhen Oberflächen sowie Erhöhung der möglichen Frequenzen.
- Neue, kompaktere Positioniereinheit
Ausführliche Untersuchungen der neuen kompakten Positioniereinheit hinsichtlich thermischer Stabilität des Aufbaus, insbesondere im Hinblick auf die Lage des Referenzreflektors sowie der Winkel- und Längenregelung.
- 19“-Gehäuse für alle Komponenten
Neugestaltung der elektronischen Komponenten zum Einsatz aller Komponenten in einem einzigen anwenderfreundlichen 19“-Gehäuse. Dabei effektivere Übertragung der Umweltmessdaten per I²C statt RS-232.
- Implementierung von Ethernet oder USB2.0
Ersatz für die Schnittstelle RS-232 zur Anbindung der Signalverarbeitungseinheit an die Benutzeroberfläche.
- Erweiterung auf mehrdimensionale Systeme
Langfristiges Ziel weiterer Arbeiten ist der Aufbau mehrdimensionaler kompakter Kalibriersysteme.

10 Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurden die zur Realisierung von kompakten nanoskaligen Kalibriersystemen für Nanomesssysteme wesentlichen technischen und technologischen Grundlagen beschrieben. Solche Geräte gestatten, im Gegensatz zu vorhandenen körperlichen Normalen, sehr flexible und umfassende statische und dynamische Kalibrierungen. Es wurde dazu zunächst auf das Konzept eines einachsigen Kalibriersystems zur Kalibrierung von Rastersondenmikroskopen und anderen einachsigen Systemen, z.B. Längenmess-tastern, eingegangen. Die zur Realisierung und praktischen Einsetzbarkeit notwendigen Eigenschaften wurden beschrieben.

Bei den Kalibrierungen handelt es sich um hochpräzise Längenvergleiche im Nanometerbereich, bei denen Messabweichungen erster Ordnung vermindert werden müssen. Dazu wurden Möglichkeiten der Integration von Winkelmesssystemen zur Winkelregelung eingehend untersucht. Aufgrund des beschränkten Bauraumes können in dem konzipierten Kalibriersystem weder AKF noch zahlreiche andere Systeme zum Einsatz kommen. Ein Laserinterferometer zur Längenmessung ist jedoch vorhanden. Es wurde daher ein interferometrisches Verfahren auf seine Tauglichkeit zur zweiachsigen Winkelmessung untersucht, realisiert und mittels eines hochpräzisen Vergleichsgerätes praktisch geprüft. Das Verfahren ist nach den Untersuchungen als tauglich einzuschätzen. Es ist im vorliegenden Fall für Winkelmessbereiche von bis zu $\pm 11 \text{ arcsec}$ ausgelegt und weist Unsicherheiten von deutlich weniger als $0,1 \text{ arcsec}$ auf.

Als weiterer wichtiger Aspekt wurde ein Verfahren zur Verringerung des Einflusses von Demodulationsfehlern bei Laserinterferometern beschrieben, das Nichtlinearitäten auch bei variierenden Signalparametern auf weniger als 1 nm reduziert. Es basiert auf dem von *HEYDEMAN* vorgeschlagenen Ellipsenkorrekturverfahren, bietet jedoch durch einen rekursiven Parameterschätzalgorithmus Echtzeitfähigkeit und schnelle Parameternachführung. Im Rahmen der Winkelmessung dient es zusätzlich zur Bestimmung der Phasendif-

ferenz von Interferometersignalen. Es ist in kommerziellen Interferometern zur deutlichen Verbesserung der Linearität einsetzbar.

Auf der Grundlage des interferometrischen Längen- und Winkelsensors sowie piezoelektrischer Aktuatoren konnte zunächst eine Positioniereinheit mit einer Größe von $60 \times 50 \times 50 \text{ mm}^3$ aufgebaut werden, mit der neben den grundlegenden Untersuchungen dieses Winkel- und Längensensors demonstrativ Kalibrierungen eines Rastersondenmikroskops und eines induktiven Tasters durchgeführt wurden. Mit dem System sind statische und dynamische Kalibriervorgänge mit Stufenhöhen von 20 pm bis $12 \text{ }\mu\text{m}$ und unterschiedlichen Signalformen bis zu Amplituden von $5 \text{ }\mu\text{m}$ und Frequenzen bis 2 kHz möglich. Die zum Aufbau dieses Prototypen geschaffenen elektronischen Komponenten sowie die in MATLAB realisierte Benutzeroberfläche wurden ebenfalls eingehend beschrieben. Derzeit befindet sich eine neugestaltete Positioniereinheit mit verbesserten thermischen Eigenschaften und kompaktem Aufbau in der Erprobungsphase. Diese Einheit weist mit einer Größe von $50 \times 50 \times 25 \text{ mm}^3$ die für kompakte Kalibriersysteme geforderte Baugröße auf.

Es wurden Betrachtungen zur Messunsicherheit angestellt, die für die beiden geschaffenen Positioniereinheiten und das Gesamtsystem bei Kurzzeitmessungen Unsicherheiten von $u_c = 3,4 \text{ nm}$ für das alte bzw. $u_c = 0,81 \text{ nm}$ für das neue System ergaben. Damit liegen die Unsicherheiten im Bereich herkömmlicher körperlicher Normale.

Mit Hilfe der neugestalteten, kompakteren Positioniereinheit sind rückführbare Kalibrierungen zahlreicher Geräte der Nanomesstechnik, wie Rastersondenmikroskopen, Mikrotastern, *SNOMs*, hochauflösenden Tastschnittgeräten und Nanomesstastern mit Unsicherheiten im Nanometerbereich möglich. Dabei kann das Kalibrierregime vom Anwender leicht mittels der Benutzeroberfläche in MATLAB durch Skripte bestimmt werden. Ebenso erfolgt die Datenauswertung mittels MATLAB. Da dieses Programm für zahlreiche unterschiedliche Rechner und Betriebssysteme verfügbar ist, konnte damit auch seitens der Softwaresteuerung ein flexibles Konzept realisiert werden.

Abschließend wurden Ansätze für weitere Untersuchungen und nachfolgende Arbeiten aufgezeigt, die sich aus den im Rahmen der vorliegenden Arbeit gewonnenen Erkenntnissen ergeben.

Anhang

A Anhang: Hardwareschnittstellen

Tabelle A.1 gibt einen Überblick über die gängigsten Hardwareschnittstellen sowie eine kurze Einschätzung ihrer Eigenschaften.

Nicht aufgeführt sind dabei Bussysteme und Schnittstellen, die für flexible Verbindungen zwischen Mikrorechnern verschiedener Standards und externen Peripheriegeräten eher ungeeignet sind, wie *HIPPI*, *Fibre Channel*, *ISA / EISA / MCA / PCI*, *NuBus* sowie *CAMAC*, *VME / VXI* und *I²C* [Klu00, Sch94].

Ebenfalls nicht aufgeführt sind Feldbussystemstandards, die nur über spezielle, im Laborbereich im Vergleich zu *GPIB* seltener verwendete Interfaces herstellbar sind, wie der *FOUNDATION Fieldbus*, *PROFIBUS*, *Modbus*, *INTERBUS*, *World FIP* und *CAN* [Tex03].

Bezeichnung	Eigenschaften	Bemerkung
<i>Bluetooth</i>	drahtlos bis $>100\text{ m}$, DÜ-Raten $\geq 0,15\text{ KByte/s}$	hoher Aufwand
<i>Ethernet</i>	DÜ-Raten $\geq 10\text{ Mbps}$	Einbindung in MATLAB möglich, Hard- und Softwareaufwand groß
<i>FireWire / IEEE-1394</i>	flexibel, schnell. DÜ-Raten $\geq 400\text{ Mbps}$, meist Interface nötig.	großer Aufwand, hohe Lizenzgebühren
<i>IEEE-488</i>	Verbreitung sinkt, da von <i>RS-232</i> , <i>USB</i> verdrängt. Interface notwendig. DÜ-Raten $\leq 10\text{ Mbps}$	hoher Aufwand, häufig Inkompatibilitäten
<i>IEEE-1284</i>	veraltet, DÜ-Rate $\approx 1\text{ Mbps}$	
<i>IrDA</i>	drahtlos, Distanzen $<\approx 2\text{ m}$. DÜ-Raten: <i>SIR</i> $\leq 0,115\text{ Mbps}$, <i>FIR</i> $\leq 4\text{ Mbps}$, <i>VFIR</i> $\leq 16\text{ Mbps}$.	Interface nötig.
<i>RS-232</i>	plattformunabhängig vorhanden [Kai97], DÜ-Raten $\leq 1\text{ Mbps}$	geringer Aufwand, Kosten gegen Null, leicht über <i>USB</i> replizierbar
<i>RS-422 / EIA-422</i>	bewährt, sicher, in Industrieumgebungen eingesetzt. DÜ-Raten $\leq 10\text{ Mbps}$	Nur mit Interface bzw. UART-Tausch möglich
<i>RS-485 / TIA/EIA-485</i>	bewährt, sicher, in Industrieumgebungen eingesetzt. DÜ-Raten $\leq 50\text{ Mbps}$	Nur mit Interface bzw. UART-Tausch möglich
<i>SCSI</i>	schnell, sicher, traditioniell für große Laufwerksverbünde und Scanner, aktuell von <i>IDE</i> und <i>USB</i> verdrängt. DÜ-Rate je nach Technologie $\geq 480\text{ Mbps}$	hoher Aufwand
<i>USB 1.1/2.0</i>	schnell, universell, ggf. Treiberprobleme [Axe02, Kai00]. DÜ-Raten $\leq 12\text{ Mbps}$ (USB 1.1), $\leq 480\text{ Mbps}$ (USB 2.0)	mittlerer Aufwand bei geringen Hardwarekosten

Tabelle A.1: Hardwarechnittstellen zur Verbindung von Laborgeräten

B Anhang: Befehlssatz und Messkripte

In MATLAB wird zwischen *Skripten* und *Funktionen* unterschieden, die Abfolgen von Anweisungen ohne Übergabeparameter bzw. in sich abgeschlossene Abfolgen mit lokalen Variablen und Ein-/Ausgabeparametern darstellen. Die zur Steuerung des Kalibriersystems zu verwendenden *Skripte* und *Funktionen* werden im Folgenden als *Befehle* bezeichnet. Zur Kennzeichnung der Zugehörigkeit zum Kalibriersystem beginnen diese Befehle mit den Buchstaben „ks“.

B.1 Befehlssatz

B.1.1 Gerätesteuereungsbefehle

Befehl	Funktion
ks_init	Initialisierung von globalen Variablen
ks_open	Öffnen des RS-232 Ports zum Datenaustausch
ks_done	Schließen des RS-232 Ports
ks_reset	Rücksetzen des Kalibriersystems in den Einschaltzustand
ks_mode_static_set	Wechsel der Betriebsart in statische Kalibrierung
ks_mode_dynamic_set	Wechsel der Betriebsart in dynamische Kalibrierung
ks_dyn_parameter_set	Setzen der Parameter Testsignalform, Amplitude und Frequenz zur dynamischen Kalibrierung
ks_mode_dynamic_start	Starten der dynamischen Bewegung
ks_mode_dynamic_stop	Stoppen der dynamischen Bewegung

Tabelle B.1: Befehle zur Steuerung der Gerätegrundfunktionen

B.1.2 Systemparametrierung

Befehl	Funktion
ks_lz_pid_set	Setzen der PID-Reglerparameter des Z-Längenreglers
ks_lz_pid_dump	Auslesen der PID-Reglerparameter des Z-Längenreglers
ks_lz_pid_start	Einschalten des Z-Längenreglers
ks_lz_pid_stop	Ausschalten des Z-Längenreglers
ks_thetax_pid_set	Setzen der PID-Reglerparameter des X-Winkelreglers
ks_thetax_pid_dump	Auslesen der PID-Reglerparameter des X-Winkelreglers
ks_thetay_pid_set	Setzen der PID-Reglerparameter des Y-Winkelreglers
ks_thetay_pid_dump	Auslesen der PID-Reglerparameter des Y-Winkelreglers
ks_thetaxy_pid_start	Einschalten des X- und des Y-Winkelreglers
ks_thetaxy_pid_stop	Ausschalten des X- und des Y-Winkelreglers
ks_module_gain_freq_set	Einstellen von Grenzfrequenz und Verstärkungsfaktor eines A4D4-Moduls
ks_module_gain_freq_dump	Auslesen von Grenzfrequenz und Verstärkungsfaktor eines A4D4-Moduls

Tabelle B.2: Befehle zur Systemparametrierung

B.1.3 Bewegungsbefehle

Befehl	Funktion
ks_steptable_set	Tabellarische Angabe von Nummer, Stufenhöhe und Dauer automatisch ablaufender Stufenfolgen
ks_steptable_dump	Auslesen von Nummer, Stufenhöhe und Dauer automatisch ablaufender Stufenfolgen
ks_steptable_start	Start des automatischen Ablaufs der Stufenfolge
ks_steptable_stop	Beenden des automatischen Ablaufs der Stufenfolge
ks_lz_movabs	Absolute translatorische Positionierung des Systems
ks_lz_movrel	Relative translatorische Positionierung des Systems
ks_thetax_movabs	Absolute rotatorische Positionierung des Systems um die X-Achse
ks_thetax_movrel	Relative rotatorische Positionierung des Systems um die X-Achse
ks_thetay_movabs	Absolute rotatorische Positionierung des Systems um die Y-Achse
ks_thetay_movrel	Relative rotatorische Positionierung des Systems um die Y-Achse
ks_lz_pos_dump	Auslesen der translatorischen Z-Position (l_z)
ks_thetax_pos_dump	Auslesen des Winkels um die X-Achse (Θ_x)
ks_thetay_pos_dump	Auslesen des Winkels um die Y-Achse (Θ_y)

Tabelle B.3: Befehle zur Steuerung der Bewegung

B.1.4 Datenspeicherungsfunktionen

Befehl	Funktion
ks_data_set	Definieren der zu speichernden Daten
ks_data_set_divider	Festlegen der Datenaufzeichnungsfrequenz im Verhältnis zur Systemfrequenz durch Angabe eines Teilers
ks_data_num_dump	Auslesen der Anzahl aufgezeichneter Datenblöcke
ks_data_dump	Auslesen eines Datenblockes im ASCII-Format
ks_data_dump_bin	Auslesen eines Datenblockes im Binärformat
ks_data_dump_all	Auslesen aller Datenblöcke im Binärformat
ks_data_start_di	Datenaufzeichnung durch HL-Flanke an beliebigem Digitaleingang starten
ks_data_stop_di	Datenaufzeichnung durch HL-Flanke an beliebigem Digitaleingang beenden
ks_data_start_man	Datenaufzeichnung unmittelbar nach Empfang dieses Befehls starten
ks_data_stop_man	Datenaufzeichnung unmittelbar nach Empfang dieses Befehls beenden
ks_data_stop_num	Datenaufzeichnung nach Aufzeichnung einer übergebenen Anzahl von Datenblöcken beenden

Tabelle B.4: Befehle zur Steuerung der Datenspeicherung

B.1.5 Datenanzeige- und Datenanalysefunktionen

Zur Datenanzeige und Datenanalyse wird auf die in MATLAB enthaltenen Funktionen zurückgegriffen. Beispiele sind die Funktionen *plot.m* zur Visualisierung und *fft.m* zur Berechnung der Fouriertransformation.

B.1.6 Hilfsfunktionen

MATLAB unterstützt die Anzeige von Hilfetexten, die in *Skripte* und *Funktionen* integrierbar sind. So führt die Eingabe von

```
help ks_thetax_pid_dump
```

zur Ausgabe von

```
Steuerung KS über MATLAB
```

```
Befehl: THETAX PID DUMP
```

```
M. Welter 31.7.2003
```

```
liefert eingestellte THETAX-PID-Parameter in der Reihenfolge Kn, Kv, Kp
```

```
function [A] = ks_thetax_pid_dump(KS_OBJ).
```

Dadurch wird neben einer kurzen Befehlsbeschreibung eine Hilfe zur Syntax geliefert.

B.1.7 Beispiel für ein Mess- und Kalibrierskript

Ziel: Aufzeichnung des Systemverhaltens während eines Führungssprungs.

```
% START
% Initialisierung
n=1000000; % Datenanzahl definieren
f=40000; % Datenaufzeichnungsfrequenz definieren
ks_init; % Variableninitialisierung des Kalibriersystems
ks_open; % Kommunikationskanal öffnen, Variable KS erstellen
ks_lz_movabs(KS,0e-6); % Position lz = 0 anfahren
pause(1); % 1 s warten
ks_data_set(KS,SF_LZ); % Datenaufzeichnung der translatorischen Position lz
ks_data_set_divider(KS,(40000/f)); % Aufzeichnungsfrequenz f = 40 kHz festlegen
ks_data_stop_num(KS,n); % Datenaufzeichnung automatisch nach n Datenblöcken
% beenden
pause(1); % 1 s warten
%
% Datenaufzeichnung (Sprungfunktion)
ks_data_start_man; % Datenaufzeichnung manuell starten
ks_lz_movabs(KS,1e-6); % Position lz = 1 µm anfahren
%
pause(1+(n/f)); % Warten, bis Datenaufzeichnung abgeschlossen
%
a = ks_data_dump_all(KS,SF_LZ); % Alle aufgezeichneten Daten an MATLAB
% übertragen
%
ks_lz_movabs(KS,0e-6); % Position lz = 0 anfahren (Rücksprung)
%
% Datendarstellung (Sprungfunktion)
plot(a); % Daten ausgeben
grid on; % Gitternetz einzeichnen
% ENDE
```

C Anhang: Berechnungen zur Simulation von Eigenschaften der Ellipsenregression

Die Ermittlung des Nomogramms zur Bestimmung der Standardabweichung des Längensignals l_z aus Rauschniveau der Interferometersignale und dem Beobachtungsumfang in Abschnitt 4 auf Seite 57 erfolgte auf der Grundlage der statistischen Methoden nach *WERNSTEDT* [Wer89, S. 202ff.].

Ausgehend vom Fehlerfortpflanzungsgesetz

$$s_x = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial x}{\partial y_i} s_{y_i} \right)^2}, \quad x = x(y_1 \dots y_n) \quad (\text{C.1})$$

lässt sich die Standardabweichung des geschätzten Längenausgangssignals eines Interferometers $s_{\varphi(l)}$ bzw. s_l berechnen. Man geht hierzu von der Phaseninformation des Interferometers $\varphi(l_z)$ aus und bildet die partiellen Ableitungen dieses Winkel- bzw. des Längensignals l_z . Die partiellen Ableitungen der Bestimmungsgleichung

$$\varphi(l) = \arctan \frac{O_y + A_y \sin(\varphi(l) + \Delta\varphi)}{O_x + A_x \cos(\varphi(l))} \quad (\text{C.2})$$

hat *GERHARDT* bereits ermittelt [Ger97, S. 50]. Zur Berechnung der Standardabweichung von $\varphi(l)$, $s_{\varphi(l)}$, bzw. des Längensignals l_z , s_l , ist die Ermittlung der Standardabweichungen der Einflussgrößen $s_{O_{x,y}}$, $s_{A_{x,y}}$ sowie $s_{\Delta\varphi}$ notwendig.

Es wird dazu das Modell der Ellipse

$$\begin{pmatrix} x^2 \\ y^2 \\ xy \\ x \\ y \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \\ s_5 \end{pmatrix} = 1, \quad (\text{C.3})$$

und des Parametervektors

$$s = \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \\ s_5 \end{pmatrix} \quad (\text{C.4})$$

nach *HEYDEMAN* [Hey81] zugrunde gelegt.

Aus der Simulation von Quadratursignalen mit unterschiedlichen Rauschniveaus und anschließender Schätzung nach der Methode der kleinsten Quadrate mittels MATLAB erhält man die Varianzen der geschätzten Parameter $\text{var} \{\hat{s}_i\}$

$$\text{var} \{\hat{s}_i\} = p_{ii} \cdot \sigma_z^2 \quad (\text{C.5})$$

aus den Elementen der Präzisionsmatrix

$$P = [M^T M], \quad (\text{C.6})$$

wobei M die Eingangsgrößen der Schätzung entsprechend des Ellipsenmodells enthält.

Die Varianz des Rauschens σ_z^2 ist im Falle der Simulation bekannt, im realen Fall kann sie mittels der Reststreuung s_R^2 geschätzt werden. In der Simulation stimmen die beiden Größen im Mittel recht gut überein, wie Abbildung C.1 zeigt.

Die Standardabweichungen der geschätzten Parameter ergeben sich aus

$$s_{\hat{s}_i} = \sqrt{\text{var} \{\hat{s}_i\}}. \quad (\text{C.7})$$

Für die Bestimmung der Ellipsenparameter gilt:

- Phasenabweichung $\Delta\varphi$:

$$\Delta\varphi = \arcsin \frac{\hat{s}_3}{2\sqrt{\hat{s}_1\hat{s}_2}} \quad (\text{C.8})$$

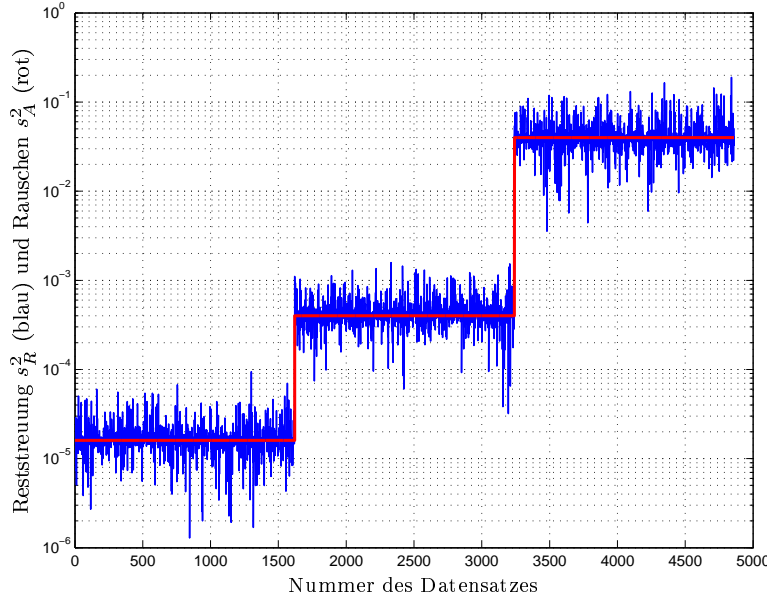


Abb. C.1: Vergleich des Amplitudenrauschens (Systemeingangsrauschen) der Simulation s_A^2 mit der Reststreuung s_R^2 der geschätzten Ellipsenparameter \hat{s}_i . Annahme: relative Amplitudenrauschniveaus $s_A/A=0,002$ bzw. $0,01$ und $0,1$

- Radienverhältnis $r = \frac{A_x}{A_y}$:

$$r = \sqrt{\frac{\hat{s}_2}{\hat{s}_1}} \quad (\text{C.9})$$

- Nullpunktverschiebung O_x :

$$O_x = \frac{2\hat{s}_2\hat{s}_4 - \hat{s}_5\hat{s}_3}{\hat{s}_3^2 - 4\hat{s}_1\hat{s}_2} \quad (\text{C.10})$$

- Nullpunktverschiebung O_y :

$$O_y = \frac{2\hat{s}_1\hat{s}_5 - \hat{s}_4\hat{s}_3}{\hat{s}_3^2 - 4\hat{s}_1\hat{s}_2} \quad (\text{C.11})$$

- Radius R :

$$R = \sqrt{\frac{O_x^2 + r^2 O_y^2 + 2r O_x O_y \sin(\Delta\varphi)}{\cos^2(\Delta\varphi)}} + \frac{1}{\hat{s}_1 \cos^2(\Delta\varphi)} \quad (\text{C.12})$$

Die Standardabweichungen der geschätzten Amplituden, der Nullpunktverschiebungen und der Phasenabweichung sind nach dem Fehlerfortpflanzungsgesetz aus den partiellen Ableitungen der Parameter nach ihren Einflussgrößen bestimmbar. Man erhält für die partiellen Ableitungen:

$$\frac{\partial \Delta\varphi}{\partial \hat{s}_1} = \frac{-\hat{s}_2\hat{s}_3}{4\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\hat{s}_3}{2\sqrt{\hat{s}_1\hat{s}_2}}\right)^2\right)} (\hat{s}_1\hat{s}_2)^3} \quad (\text{C.13})$$

$$\frac{\partial \Delta \varphi}{\partial \hat{s}_2} = \frac{-\hat{s}_1 \hat{s}_3}{4 \sqrt{\left(1 - \left(\frac{\hat{s}_3}{2\sqrt{\hat{s}_1 \hat{s}_2}}\right)^2\right)} (\hat{s}_1 \hat{s}_2)^3} \quad (\text{C.14})$$

$$\frac{\partial \Delta \varphi}{\partial \hat{s}_3} = \frac{1}{2 \sqrt{\left(1 - \left(\frac{\hat{s}_3}{2\sqrt{\hat{s}_1 \hat{s}_2}}\right)^2\right)} (\hat{s}_1 \hat{s}_2)} \quad (\text{C.15})$$

$$\frac{\partial r}{\partial \hat{s}_1} = -\frac{1}{2\hat{s}_1} \cdot \sqrt{\frac{\hat{s}_2}{\hat{s}_1}} \quad (\text{C.16})$$

$$\frac{\partial r}{\partial \hat{s}_2} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{\hat{s}_1 \hat{s}_2}} \quad (\text{C.17})$$

$$\frac{\partial O_x}{\partial \hat{s}_1} = \frac{(2\hat{s}_2 \hat{s}_4 - \hat{s}_5 \hat{s}_3)(4\hat{s}_2)}{(\hat{s}_4^2 - 4\hat{s}_1 \hat{s}_2)^2} \quad (\text{C.18})$$

$$\frac{\partial O_x}{\partial \hat{s}_2} = \frac{2\hat{s}_4}{\hat{s}_3^2 - 4\hat{s}_1 \hat{s}_2} + \frac{(2\hat{s}_2 \hat{s}_4 - \hat{s}_5 \hat{s}_3)(4\hat{s}_1)}{(\hat{s}_3^2 - 4\hat{s}_1 \hat{s}_2)^2} \quad (\text{C.19})$$

$$\frac{\partial O_x}{\partial \hat{s}_3} = \frac{-\hat{s}_5}{\hat{s}_3^2 - 4\hat{s}_1 \hat{s}_2} + \frac{(2\hat{s}_2 \hat{s}_4 - \hat{s}_5 \hat{s}_3)(-2\hat{s}_3)}{(\hat{s}_3^2 - 4\hat{s}_1 \hat{s}_2)^2} \quad (\text{C.20})$$

$$\frac{\partial O_x}{\partial \hat{s}_4} = \frac{2\hat{s}_2}{\hat{s}_3^2 - 4\hat{s}_1 \hat{s}_2} \quad (\text{C.21})$$

$$\frac{\partial O_x}{\partial \hat{s}_5} = \frac{-\hat{s}_3}{\hat{s}_3^2 - 4\hat{s}_1 \hat{s}_2} \quad (\text{C.22})$$

$$\frac{\partial O_y}{\partial \hat{s}_1} = \frac{2\hat{s}_5}{\hat{s}_3^2 - 4\hat{s}_1 \hat{s}_2} + \frac{(2\hat{s}_1 \hat{s}_5 - \hat{s}_4 \hat{s}_3)(4\hat{s}_2)}{(\hat{s}_3^2 - 4\hat{s}_1 \hat{s}_2)^2} \quad (\text{C.23})$$

$$\frac{\partial O_y}{\partial \hat{s}_2} = \frac{(2\hat{s}_1 \hat{s}_5 - \hat{s}_4 \hat{s}_3)(4\hat{s}_1)}{(\hat{s}_3^2 - 4\hat{s}_1 \hat{s}_2)^2} \quad (\text{C.24})$$

$$\frac{\partial O_y}{\partial \hat{s}_3} = \frac{-\hat{s}_4}{\hat{s}_3^2 - 4\hat{s}_1 \hat{s}_2} - \frac{(2\hat{s}_1 \hat{s}_5 - \hat{s}_4 \hat{s}_3)(2\hat{s}_3)}{(\hat{s}_3^2 - 4\hat{s}_1 \hat{s}_2)^2} \quad (\text{C.25})$$

$$\frac{\partial O_y}{\partial \hat{s}_4} = (-\hat{s}_3)(\hat{s}_3^2 - 4\hat{s}_1 \hat{s}_2) \quad (\text{C.26})$$

$$\frac{\partial O_y}{\partial \hat{s}_5} = (2\hat{s}_1)(\hat{s}_3^2 - 4\hat{s}_1 \hat{s}_2) \quad (\text{C.27})$$

$$\frac{\partial R}{\partial \hat{s}_1} = \frac{2\hat{s}_2 O_x^2}{(5\hat{s}_1 \hat{s}_2 - \hat{s}_3^2) \sqrt{4\hat{s}_2 + 4\hat{s}_1 \hat{s}_2 O_x^2 + 4\hat{s}_2^2 O_y^2 + 4\hat{s}_2 \hat{s}_3 O_x O_y}} - \frac{5\hat{s}_2 \sqrt{4\hat{s}_2 + 4\hat{s}_1 \hat{s}_2 O_x^2 + 4\hat{s}_2^2 O_y^2 + 4\hat{s}_2 \hat{s}_3 O_x O_y}}{(5\hat{s}_1 \hat{s}_2 - \hat{s}_3^2)^2} \quad (\text{C.28})$$

$$\frac{\partial R}{\partial \hat{s}_2} = \frac{4 + 4\hat{s}_1 O_x^2 + 8\hat{s}_1 O_y^2 + 4\hat{s}_3 O_x O_y}{2(5\hat{s}_1 \hat{s}_2 - \hat{s}_3^2) \sqrt{4\hat{s}_2 + 4\hat{s}_1 \hat{s}_2 O_x^2 + 4\hat{s}_2^2 O_y^2 + 4\hat{s}_2 \hat{s}_3 O_x O_y}} - \frac{5\hat{s}_1 \sqrt{4\hat{s}_2 + 4\hat{s}_1 \hat{s}_2 O_x^2 + 4\hat{s}_2^2 O_y^2 + 4\hat{s}_2 \hat{s}_3 O_x O_y}}{(5\hat{s}_1 \hat{s}_2 - \hat{s}_3^2)^2} \quad (\text{C.29})$$

$$\frac{\partial R}{\partial \hat{s}_3} = \frac{2\hat{s}_2 O_x O_y}{(5\hat{s}_1 \hat{s}_2 - \hat{s}_3^2) \sqrt{4\hat{s}_2 + 4\hat{s}_1 \hat{s}_2 O_x^2 + 4\hat{s}_2^2 O_y^2 + 4\hat{s}_2 \hat{s}_3 O_x O_y}} - \frac{2\hat{s}_3 \sqrt{4\hat{s}_2 + 4\hat{s}_1 \hat{s}_2 O_x^2 + 4\hat{s}_2^2 O_y^2 + 4\hat{s}_2 \hat{s}_3 O_x O_y}}{(5\hat{s}_1 \hat{s}_2 - \hat{s}_3^2)^2} \quad (\text{C.30})$$

$$\frac{\partial R}{\partial \hat{s}_4} = \frac{(5\hat{s}_1 \hat{s}_2 - \hat{s}_3^2)(8\hat{s}_1 \hat{s}_2 O_x + 4\hat{s}_2 \hat{s}_3 O_y)}{2\sqrt{4\hat{s}_2 + 4\hat{s}_1 \hat{s}_2 O_x^2 + 4\hat{s}_2^2 O_y^2 + 4\hat{s}_2 \hat{s}_3 O_x O_y}} \quad (\text{C.31})$$

$$\frac{\partial R}{\partial \hat{s}_5} = \frac{(5\hat{s}_1 \hat{s}_2 - \hat{s}_3^2)(8\hat{s}_2^2 O_y + 4\hat{s}_2 \hat{s}_3 O_x)}{2\sqrt{4\hat{s}_2 + 4\hat{s}_1 \hat{s}_2 O_x^2 + 4\hat{s}_2^2 O_y^2 + 4\hat{s}_2 \hat{s}_3 O_x O_y}} \quad (\text{C.32})$$

wobei

$$\frac{\partial A_x}{\partial \hat{s}_i} = \frac{\partial R}{\partial \hat{s}_i}. \quad (\text{C.33})$$

Die Amplitude A_y ergibt sich aus

$$A_y = \frac{R}{r} \quad (\text{C.34})$$

und somit folgt

$$\frac{\partial A_y}{\partial R} = \frac{1}{r} \quad (\text{C.35})$$

und aufgrund $R = R(r)$

$$\frac{\partial A_y}{\partial r} = \frac{O_y^2 + 2O_x O_y \sin(\Delta\varphi)}{2rR \cos^2(\Delta\varphi)} - \frac{R}{r^2}. \quad (\text{C.36})$$

Mit Hilfe der Gleichungen C.13 bis C.36 und des Fehlerfortpflanzungsgesetzes

$$s_x = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial x}{\partial y_i} s_{y_i} \right)^2}, \quad x = x(y_1 \dots y_n) \quad (\text{C.37})$$

lassen sich schließlich die Standardabweichungen $s_{\varphi(l)}$ und s_l des geschätzten Winkel- bzw. Längenausgangssignals eines Interferometers berechnen.

Das aus umfangreichen Simulationen mit unterschiedlichen Beobachtungsumfängen und unterschiedlichem Rauschen ermittelte Nomogramm zur Ermittlung des notwendigen Beobachtungsumfanges bei der Anwendung der Ellipsenregression ist in Abschnitt 4 auf Seite 57 dargestellt.

Literaturverzeichnis

- [Å⁺89] ÅSTRÖM, K. [u. a.]: *Adaptive Control*. 1st Edition. New York: Addison-Wesley, 1989
- [Abb90] ABBE, Ernst: Meßapparate für Physiker. In: *Zeitschrift für Instrumentenkunde* 10 (1890), S. 446–448
- [Ana04] ANALOG DEVICES, INC.: *AD797. Rev. C.*, 2004. – <http://www.analog.com>
- [Ant04] ANTERYON B.V.: *Optical Devices Brochure*, 2004. – <http://www.optics.philips.com>
- [Axe02] AXELSON, Jan: *USB complete: Everything you need to develop custom USB peripherals*. 1st Edition. , 2002
- [B⁺92] BÜCHNER, H. [u. a.]: Interferometrisches Meßverfahren zur berührungslosen und quasi punktförmigen Antastung von Meßoberflächen. In: *Technisches Messen* 59 (1992), Nr. 2, S. 43–47
- [B⁺99] BÜCHNER, H. [u. a.]: Entwicklung eines 3D-laserinterferometrischen Nanomeßsystems für den Abbé-fehlerfreien Einbau in Rasterkraftmikroskope. In: *Technisches Messen* 66 (1999), Nr. 12, S. 504–510
- [BC50] BRUCE, C. F. ; CUNINGHAME, W. A. F.: Measurement of Angle by Interferometry. 1 (1950), S. 243–258
- [BC52] BRUCE, C. F. ; CUNINGHAME, W. A. F.: The Calibration of Standards of Angle by Interferometry. 3 (1952), S. 210–218
- [Büc00] BÜCHNER, Hans. *Persönliche Mitteilung*. 2000

- [Ben98] BENKER, Hans: *Ingenieurmathematik mit Computeralgebra-Systemen: AXIOM, DERIVE, MACSYMA, MAPLE, MATHCAD, MATHEMATICA, MATLAB und MuPAD in der Anwendung*. 1. Auflage. Braunschweig; Wiesbaden: Vieweg, 1998
- [Ber97] BERND, Burkhard: *Messen, Steuern und Regeln mit Word und Excel: VBA-Makros für die serielle Schnittstelle*. 1. Auflage. Feldkirchen: Francis, 1997
- [BH89] BAETZ, W. ; HOLZAPFEL, W.: Laserinterferometer-Anordnung für kombinierte Translations- und Kippwinkelmessung. In: *VDI/VDE-Gesellschaft Mess- und Automatisierungstechnik: Laserinterferometrie in der industriellen Messtechnik. Tagung Braunschweig 26. und 27. April 1989.*, Düsseldorf: VDI Verlag, 1989, S. 177–191
- [Bir71] BIRD, H. M. B.: A Computer Controlled Interferometer System for Precision Relative Angle Measurements. In: *Review of Scientific Instruments* 42 (1971), October, Nr. 10, S. 1513–1520
- [Bir90] BIRCH, K.B.: Optical fringe subdivision with nanometric accuracy. In: *Precision Engineering* 12 (1990), Nr. 4, S. 195–198
- [Bob87] BOBROFF, N.: Residual Errors in laser interferometry from air turbulence and nonlinearity. In: *Applied Optics* 26 (1987), S. 2676–2682
- [Cap05] CAPITAL EQUIPMENT CORP. / NATIONAL INSTRUMENTS: *Produktinformation "TestPoint"*. 2005. – <http://www.cec488.com>
- [Cha74] CHAPMAN, G. D.: Interferometric Angular Measurement. In: *Applied Optics* 13 (1974), Nr. 7, S. 1646–1651
- [CP99] CÍP, O. ; PETRU, F.: Problems regarding linearity of data of a laser interferometer with single-frequency laser. In: *Precision Engineering* 23 (1999), S. 39–50
- [CP00] CÍP, O. ; PETRU, F.: A scale-linearization method for precise laser interferometry. In: *Measurement Science and Technology* 11 (2000), S. 133–141
- [D+93] DOWNS, M. [u. a.]: A proposed design for a polarisation insensitive optical interferometer system with subnanometric capability. In: *Prec. Eng.* 15 (1993), S. 281 – 286

- [Deu05] DEUTSCHER WETTERDIENST (DWD): *Klimadaten im Standardformat*, 2005. – <http://www.dwd.de/de/Funde/Klima/KLIS/daten/online/nat/index.htm>
- [DF64] DÜHMKE, M. ; FISCHER, W.: Interferenzmeßanordnung für Winkelstücke. In: *Zeitschrift für Instrumentenkunde* 72 (1964), Nr. 12, S. 368–370
- [DG76] DORENWENDT, K. ; GRUNERT, H.-J.: Ein zählendes Interferometer zur Bestimmung von Winkeln. In: *Feinwerktechnik & Messtechnik* 84 (1976), Nr. 7, S. 344–346
- [Düh55] DÜHMKE, M.: Interferentielle Vergleichsmessung von Winkelendmaßen. In: *Wissenschaftliche Abhandlungen der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt* 7 (1955), S. 7
- [DIN95] DIN: *Leitfaden zur Angabe der Unsicherheit beim Messen*, 1995. – Deutsches Institut für Normung e.V.
- [DIN96] DIN EN 60751: *Industrielle Platin-Widerstandsthermometer und Platin-Meßwiderstände*, Juli 1996. – Deutsches Institut für Normung e.V.
- [DN98] DOWNS, M. J. ; NUNN, J. W.: Verification of the sub-nanometric capability of an NPL differential plane mirror interferometer with a capacitance probe. In: *Measurement Science and Technology* 9 (1998), S. 1437–1440
- [Don93] DONGES, Reinhard: *Lasermesstechnik - Grundlagen und Anwendungen*. 1. Auflage. Heidelberg: Hüthig, 1993
- [Dor71] DORENWENDT, K.: Messungen von Winkelendmaßen mittels Interferenzen gleicher Dicke. In: *PTB-Mitteilungen* (1971), Nr. 1, S. 13–17
- [D.S05] D.SIGNT DIGITAL SIGNAL PROCESSING TECHNOLOGY: *Produktinformation D.Module*, 2005. – <http://www.dsignt.de>
- [Dur70] DURELLI, V. J.: *Moiré Analysis of Strain*. 1st Edition. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice Hall, 1970
- [Edl66] EDLÉN, B.: The refractive index of air. In: *Metrologia* 2 (1966), Nr. 2, S. 71–80

- [FMTBB87] FRANCINI, F. ; MACCHIARULO, M. ; TIRIBILLI, B. ; BUAH-BASSUAH, P.K.: Opto-Electronic System for displacement and vibration measurements. In: *Review of Scientific Instruments* 58 (1987), September, Nr. 9, S. 1678–1681
- [FSY⁺95] FUJII, Toru ; SUZUKI, Masatoshi ; YAMAGUCHI, Masataka ; KAWAGUCHI, Ryoichi ; YAMADA, Hirofumi ; NAKAYAMA, Kan: Three-dimensional displacement measurement of a tube scanner for a scanning tunneling microscope by optical interferometer. In: *Nanotechnology* 6 (1995), S. 121–126
- [G⁺91] GRÜBEL, H. [u. a.]: Interferometrisches Echtzeit-Meßsystem mit vollständig dielektrischem integriert-optischen Sensorkopf. In: *Technisches Messen* 58 (1991), Nr. 4, S. 165–169
- [Ger97] GERHARD, U.: *Signalverarbeitung in der interferenz-optischen Meß- und Sensortechnik*, Technische Universität Ilmenau, Diss., 1997
- [Göh90] GÖHLER, Wilhelm: *Höhere Mathematik: Formeln u. Hinweise / Zsgst. von Wilhelm Göhler*. 12. Auflage. Leipzig: Verlag für Grundstoffind., 1990
- [GHZ⁺92] GÖPEL, W. ; HESSE, J. ; ZEMEL, J. N. ; WAGNER, E. ; SPENNER, K. ; DÄNDLIKER, R.: *IV. Bd. 6: Optical Sensors: A Comprehensive Survey*. 4th Edition. Weinheim; Basel; Cambridge; New York: VCH, 1992
- [Göt00] GÖTZ, Reiner: *Messen, Steuern und Regeln mit Visual C++: Objektorientierte Programmierung realer Objekte wie z.B. 8 Bit-Port, AD-Wandler, Datenlogger*. 1. Auflage. Poing: Francis, 2000
- [Göt01a] GÖTZ, Reiner: *Messen, Steuern und Regeln mit Delphi: Objektorientierte Programmierung realer Objekte*. 1. Auflage. Poing: Francis, 2001
- [Göt01b] GÖTZ, Reiner: *Messen, Steuern und Regeln mit Java: Objektorientierte Programmierung realer Objekte*. 1. Auflage. Poing: Francis, 2001
- [GT02] GE, Zongtao ; TAKEDA, Mitsuo: High-Precision 2D-Angle Measurement Interferometer. In: *Proceedings of SPIE* Bd. 4778 SPIE, Bellingham, Washington, 2002, S. 277–287
- [H⁺98] HAITJEMA, Han [u. a.]: Design and calibration of a parallel-moving displacement generator for nanometrology. In: *Measurement Science and Technology* 9 (1998), S. 1098–1104

-
- [H⁺00] HASCHE, K. [u. a.]: Über einige kalibrierte Rasterkraftmikroskope in der PTB. In: *Technisches Messen* 67 (2000), Nr. 07/08, S. 306–312
- [Hai96] HAITJEMA, Han: Dynamic calibration of probes in the micrometre region with nanometre accuracy. In: *Precision Engineering* 19 (1996), S. 98–104
- [Ham05] HAMAMATSU PHOTONICS K.K.: *Produktinformation Si PIN Photodiode S4349*, 2005. – <http://www.hamamatsu.com>
- [Hau02] HAUSOTTE, Tino: *Nanopositionier- und Nanomessmaschine*, Technische Universität Ilmenau, Diss., 2002
- [Hey81] HEYDEMAN, P. L. M.: Determination and correction of quadrature fringe measurement errors in interferometers. In: *Applied Optics* 20 (1981), Nr. 19, S. 3382–3384
- [Hir05] HIRT, Norbert: *Vorlesungsskript Interfacetechnik (AD- und DA-Umsetzer)*. 1. Auflage. Technische Universität Ilmenau, 2005. – <http://www.tu-ilmenau.de>
- [Hor02] HORNAFF, Ines: *Interpolationsuntersuchungen an interferenzoptischen Messsystemen mit Hilfe eines Doppelinterferometers*, Technische Universität Ilmenau, Diplomarbeit, März 2002
- [HW92] HOU, W. ; WILKENING, G.: Investigation and compensation of the non-linearity of heterodyne interferometers. In: *Precision Engineering* 14 (1992), Nr. 2, S. 91–98
- [Inn05a] INNOLIGHT GMBH: *Produktinformation diodengepumpter Nd-YAG-Laser DIABOLO. : ,* 2005. – <http://www.innolight.de>
- [Inn05b] INNOVATIVE INTEGRATION: *OMNIBUS User's Manual*, 2005. – <http://www.innovative-dsp.de>
- [Jäg89] JÄGER, G.: Betrachtungen zu den Grundlagen der interferenzoptischen Sensoren (IOS). In: *Sensor Magazin* 2 (1989), S. 26–29
- [Jäg90] JÄGER, G.: Laserinterferometrische Meß- und Sensortechnik für industrielle Anwendungen. In: *Technisches Messen* 57 (1990), Nr. 9

- [Jäg93] JÄGER, G.: Präzisionslängenmessung mit lichtwellenleitergekoppelten Miniaturinterferometern. In: *Sensormagazin* 1-2 (1993), S. 5–10
- [Jäg94] JÄGER, G.: Ein Beitrag zur dynamischen Wägetechnik. In: *Wägen+Dosieren* 2 (1994), S. 3–9
- [Jäg99] JÄGER, G.: Lasernanomesstechnik. Möglichkeiten, Grenzen und Anwendungen in der modernen Gerätechnik. In: *IWK Tagungsband Nr.1* TU Ilmenau, TU Ilmenau, 1999, S. 43–54
- [JGM90] JÄGER, G. ; GRÜNWARD, R. ; MANSKE, E.: Lichtwellenleitergekoppelte interferenzoptische Sensoren. In: *Technisches Messen* 57 (1990), Nr. 9, S. 319–322
- [JMW98] JÄGER, G. ; MANSKE, E. ; WURZBACHER, H.: Optische Kopplung zwischen Interferometern. In: *Technisches Messen* 65 (1998), Nr. 3, S. 109–115
- [K+60] KOGELNIK, H. [u. a.]: Laser Beams and resonators. In: *Proceedings of the IEEE* 54, 1960, S. 1312–1329
- [K+02] KOUROUKLIS, C. [u. a.]: Roughness measurements for the calibration of SPM - from design to comparison measurement. In: HASCHE, K. (Hrsg.): *Proceedings of the 5th Seminar on Quantitative Microscopy and 1st Seminar on Nanoscale Calibration Standards and Methods on Quantitative Microscopy NanoScale 2001* Braunschweig: Physikalisch-Technische Bundesanstalt, Bremerhaven: Wirtschaftsverlag NW, 2002, S. 7–12
- [Kai97] KAINKA, Burkhard: *Messen, Steuern und Regeln über die RS-232-Schnittstelle: Messdatenerfassung und Prozeßsteuerung mit dem PC*. 1. Auflage. Poing: Francis, 1997
- [Kai00] KAINKA, Burkhard: *Messen, Steuern und Regeln mit USB: Hard- und Softwareentwicklung für die Praxis*. 1. Auflage. Poing: Francis, 2000
- [Klu00] KLUTH, Christoph: *Messen, Steuern und Visualisieren mit PCI Mess-Systemen*. 1. Auflage. Poing: Francis, 2000
- [Krü02] KRÜGER, Guido: *Handbuch der Java-Programmierung*. 1. Auflage. München: Addison-Wesley, 2002

-
- [L⁺86] LING, F. [u. a.]: A Recursive Modified Gram-Schmidt Algorithm for Least-Squares Estimation. In: *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing* Bd. 4, 1986, S. 829–835
- [Led75] LEDGER, Anthony M.: Monolithic interferometric angle sensor. In: *Applied Optics* 14 (1975), Nr. 12, S. 3095–3101
- [Lin02] LINSS, Gerhard: *Qualitätssicherung für Ingenieure*. 1. Auflage. München: Fachbuchverlag Leipzig im Carl-Hanser-Verlag, 2002
- [Lin05a] LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION: *Application Note 71. Rev. AN71-8.*, 2005. – <http://www.linear.com>
- [Lin05b] LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION: *LTC1564. 10 kHz to 150 kHz Digitally Controlled Antialiasing Filter and 4-Bit P.G.A. Rev. 1564f-0401.*, 2005. – <http://www.linear.com>
- [Lin05c] LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION: *LTC1608. High-Speed, 16-Bit, 500 ksp/s Sampling A/D-Converter with Shutdown. Rev. 1608f-0601.*, 2005. – <http://www.linear.com>
- [Lot63] LOTMAR, W.: Parallel-Endmaße als Interferenz-Etalons. In: *Microtecnic* 17 (1963), S. 217–226
- [Map05] MAPLESOFT: *Produktinformation "Maple"*. 2005. – <http://www.maplesoft.com>
- [Mar64] MARZOLF, John G.: Angle Measuring Interferometer. In: *Review of Scientific Instruments* 35 (1964), September, Nr. 9, S. 1212–1215
- [Mat05] MATHSOFT ENGINEERING & EDUCATION, INC.: *Produktinformation "Mathcad"*. 2005. – <http://www.mathsoft.com>
- [McD01] MCDONNELL, L. *Persönliche Mitteilung*. November 2001
- [MD77] MINTROP, H. ; DEBLER, E.: Interferometrische Winkelmessungen in großen Meßbereichen. In: *Feinwerktechnik & Messtechnik* 85 (1977), Nr. 2, S. 82–85
- [mea05] MEASX GMBH & CO. KG / NATIONAL INSTRUMENTS: *Produktinformation "DASYLab"*. 2005. – <http://www.dasylab.com>

- [MH70] MALACARA, Daniel ; HARRIS, O.: Interferometric Measurement of Angles. In: *Applied Optics* 9 (1970), Nr. 7, S. 1630–1633
- [Moe03] MOELLER-WEDEL OPTICAL GMBH. *Kalibrierzertifikat „Elcomat HR, S/N 229 923“*. 2003
- [Moe05] MOELLER-WEDEL OPTICAL GMBH: *Produktinformation „Elcomat Vario 90“*. 2005. – http://www.moeller-wedel-optical.com/El-Autocolimators/G_Elvario90.htm
- [Mor97a] MORRIS, Alan S.: *Measurement and Calibration Requirements for Quality Assurance to ISO 9000*. 1st Edition. New York: Prentice Hall, 1997
- [Mor97b] MORRISON, T. P.: *The Art of Computerized Measurement*. 1st Edition. New York: Oxford University Press, 1997
- [Mül95] MÜLLER, Andreas: *Inbetriebnahme und Untersuchungen zu einem interferometrischen 3D-Koordinatenmesssystem an einem Atomkraftmikroskop*, Technische Universität Ilmenau, Diplomarbeit, September 1995
- [Nat05] NATIONAL INSTRUMENTS CORPORATION: *Produktinformation „LabView“*. 2005. – <http://www.ni.com>
- [NBL85] NIAY, P. ; BERNAGE, P. ; LEDEE, J. J.: Polarization Interferometer for angular measurements. In: *Review of Scientific Instruments* 56 (1985), August, Nr. 8, S. 1604–1607
- [Nie00] NIEDZWIECKI, M.: *Identification of Time-varying Processes*. 1st Edition. New York: Wiley, 2000
- [NIS05] NIST: Calibrated Atomic Force Microscopy. (2005). – <http://www.me1.nist.gov/div821/webdocs-13/cafm.htm>
- [Pfe01] PFEIFER, Tilo: *Fertigungsmeßtechnik*. 2. Auflage. München: Oldenbourg, 2001
- [Phy05a] PHYSIK INSTRUMENTE (PI) GMBH & CO. KG: *Computer and Interface Module E-515.i3.*, 2005. – <http://www.pi.ws>

- [Phy05b] PHYSIK INSTRUMENTE (PI) GMBH & CO. KG: *Computer and Interface Module E-516.i3.*, 2005. – <http://www.pi.ws>
- [Phy05c] PHYSIK INSTRUMENTE (PI) GMBH & CO. KG: *Multi-Function Power Supply Module for E-500*, 2005. – <http://www.pi.ws>
- [Phy05d] PHYSIK INSTRUMENTE (PI) GMBH & CO. KG: *Preloaded Closed-Loop Piezoelectric Actuator*, 2005. – <http://www.pi.ws>
- [Phy05e] PHYSIK INSTRUMENTE (PI) GMBH & CO. KG: *Preloaded Open-Loop Piezoelectric Actuator*, 2005. – <http://www.pi.ws>
- [Phy05f] PHYSIK INSTRUMENTE (PI) GMBH & CO. KG: *Produktinformation LVPZT-Verstärker E-503*, 2005. – <http://www.pi.ws>
- [Phy05g] PHYSIKALISCH-TECHNISCHE BUNDESANSTALT: *Übersicht über Kalibrier-normale für Rastersondenmikroskope*. 2005. – <http://www.ptb.de/de/org/5/51/514/revstandardsspm.pdf>
- [R⁺90] ROSENBLUTH, A. [u. a.]: Optical sources of non-linearity in heterodyne interferometers. In: *Prec. Eng.* 12 (1990), S. 7–11
- [Roh63] ROHLIN, J.: An Interferometer for Precision Angle Measurements. In: *Applied Optics* 2 (1963), Nr. 7, S. 762–763
- [Sch85] SCHÜSSLER, H. et a.: Dokumentation Laserinterferometrie in der Längenmeßtechnik. In: *VDI-Berichte 549*, Düsseldorf: VDI-Verlag, 1985
- [Sch87] SCHOTT, W.: *Entwicklung und Dimensionierung von Interferometern für interferenzoptische Sensoren*, Technische Universität Ilmenau, Diss., 1987
- [Sch94] SCHULZ, Dieter: *PC-gestützte Meß- und Regeltechnik: Grundlagen und praktische Anwendung*. 3. Auflage. München: Francis, 1994
- [Sch01] SCHMIDT, Ingomar: *Aufbau und Untersuchung eines optischen Winkelmeßgeräts*. April 2001. – Technische Universität Ilmenau, Studienarbeit
- [Sci05] SCIFACE SOFTWARE GMBH & CO. KG: *Produktinformation "MuPAD"*. 2005. – <http://www.mupad.de>

- [Sen02] SENONER, Mathias: Qualitätssicherung in der Nanoanalytik. In: WILKENING, G. (Hrsg.): *Abschlußworkshop Nanoanalytik* Braunschweig: Physikalisch-Technische Bundesanstalt, Wilkening, G., November 2002
- [Sif04] SIFAM INSTRUMENTS LIMITED: *NanoPositioning System NPS3000*, 2004. – <http://www.queensgate.com>
- [Sif05] SIFAM INSTRUMENTS LIMITED: *System 2000*, 2005. – <http://www.queensgate.com>
- [Sio05a] SIOS MESSTECHNIK GMBH: *Produktinformation Interferometer Serie MI-500*, 2005. – <http://www.sios.de>
- [Sio05b] SIOS MESSTECHNIK GMBH: *Produktinformation stabilisierter HeNe-Laser Serie SL-03*, 2005. – <http://www.sios.de>
- [Sio05c] SIOS MESSTECHNIK GMBH: *Produktinformation Umweltmesskarte UW-02*, 2005. – <http://www.sios.de>
- [SKUW01] SENONER, Mathias ; KOENDERS, Ludger ; UNGER, Wolfgang ; WILKENING, Günter: Results of the inter-laboratory comparison “Determination of nanometric step heights with AFM“. In: HASCHE, K. (Hrsg.): *Proceedings of the 5th Seminar on Quantitative Microscopy and 1st Seminar on Nanoscale Calibration Standards and Methods on Quantitative Microscopy NanoScale 2001* Braunschweig: Physikalisch-Technische Bundesanstalt, Bremerhaven: Wirtschaftsverlag NW, November 2001, S. 70–77
- [STS03] SASAKI, Osami ; TOGASHI, Chikao ; SUZUKI, Takamasa: Two-dimensional rotation angle measurement using a sinusoidal phase-modulating laser diode interferometer. In: *Optical Engineering* 42 (2003), April, Nr. 4, S. 1132–1136
- [Tai05] TAIYO YUDEN: *Ceramic Capacitor Selection Guide*, 2005. – <http://www.t-yuden.com>
- [Tex03] TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED: *Seminarunterlagen „Data Transmission Design Seminar 2003/2004.“ SLLP107*. August 2003. – <http://www.ti.com>
- [Tex05a] TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED: *PCM1702. Rev. 3-Oct-2003*, 2005. – <http://www.ti.com>

-
- [Tex05b] TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED: *Produktinformation "Derive"*. 2005. – <http://education.ti.com>
- [The05] THE MATHWORKS, INC.: *Produktinformation "MATLAB"*. 2005. – <http://www.mathworks.com>
- [Til95] TILLI, Thomas: *Messen, Steuern und Regeln mit Visual Basic*. 1. Auflage. Poing: Francis, 1995
- [Tsc76] TSCHIRNICH, J.: Fehlereinflüsse bei interferentiellen Längenmessungen mit Lasern. In: *Feingerätetechnik* 25 (1976), Nr. 7, S. 304–306
- [VDI94] VDI/VDE-RICHTLINIE 2627, BLATT 1 (ENTWURF): Messräume. (1994)
- [W+96a] WU, C. [u. a.]: Correction of nonlinearity in one-frequency optical interferometry. In: *Measurement Science and Technology* 7 (1996), S. 520–524
- [W+96b] WU, C. [u. a.]: Nonlinearity in measurements of length by optical interferometry. In: *Measurement Science and Technology* 7 (1996), S. 62–68
- [W+01] WANG, Y.-C. [u. a.]: Untersuchungen zur gleichzeitigen Längen- und Winkelmessung mit einem Planspiegelinterferometer. In: *Technisches Messen* 68 (2001), Nr. 07/08, S. 319–328
- [Wag02] WAGNER, Stefan: *workshop Kylix*. 1. Auflage. München: Addison-Wesley, 2002
- [Wan03] WANG, Yung-Cheng: *Präzisionsprüfgerät für Nanomesstaster*, Technische Universität Ilmenau, Fakultät für Maschinenbau, Diss., 2003
- [Wel00] WELTER, Matthias: *Grundlegende Untersuchungen zu ultrapräzisen Laserkalibriersystemen*, Technische Universität Ilmenau, Diplomarbeit, Juli 2000
- [Wer89] WERNSTEDT, J.: *Experimentelle Prozeßanalyse*. 1. Auflage. Berlin: Verlag Technik, 1989
- [WH87] WEGNER, O. ; HORSTMANN, M.: Dynamische Messung kleiner Winkel mit einem Quadraturinterferometer. In: *Technisches Messen* 54 (1987), Nr. 10, S. 382–388

- [Wil] WILKENING, G.: Kompensation der Luft-Brechzahl. In: *Düsseldorf: VDI Bildungswerk* BW 9388
- [Wol05] WOLFRAM RESEARCH, INC.: *Produktinformation "Mathematica"*. 2005. – <http://www.wolfram.com>
- [Y+00] YACOOT, A. [u. a.]: The use of x-ray interferometry to investigate the linearity of the NPL Differential Plane Mirror Optical Interferometer. In: *Measurement Science and Technology* 11 (2000), S. 1126–1130
- [YKKW01] YACOOT, Andrew ; KUETGENS, Ulrich ; KOENDERS, Ludger ; WEIMANN, Thomas: A combined scanning tunnelling microscope and x-ray interferometer. In: *Measurement Science and Technology* 12 (2001), S. 1660–1665
- [Z+01] ZHANG, S. [u. a.]: An absolute calibration method for displacement sensors. In: *Measurement. Journal of the International Measurement Confederation (IMEKO)* 29 (2001), S. 11–20

Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit den Grundlagen kompakter nanoskaliger Kalibriersysteme. Solche Systeme dienen der flexiblen statischen und dynamischen Kalibrierung von Längenmesssystemen, wie sie beispielsweise in Form von Rastersondenmikroskopen, Längenmesstastern und Tastschnittgeräten eingesetzt werden. Das hier vorgestellte Prinzip eines Kalibriersystems basiert, im Gegensatz zu den bekannten Verfahren, auf einem höhenvariablen Normal, das zusätzlich die Kalibrierung dynamischer Parameter gestattet. Es soll anstatt der herkömmlichen Normale eingesetzt werden und besteht im wesentlichen aus einer Positioniereinheit, mit der eine vom Prüfling angetastete Platte positioniert wird sowie einem Längenmesssystem, mit dem die Positionierungen rückführbar gemessen werden können.

Die Dissertation geht zunächst auf die Anforderungen an ein solches Normal ein und beschreibt den Prototypen eines entsprechenden Kalibriersystems. Er verwendet ein neuartiges streifenzählendes Homodyninterferometer zur gleichzeitigen Längen- und Winkelmessung mit herausragenden Auflösungen und geringen Messunsicherheiten. Weitere wesentliche Komponenten sind die Hardware- und Softwaresignalverarbeitung sowie die Benutzeroberfläche unter MATLAB.

Mittels des im Rahmen der Arbeit aufgebauten Prototyps wurden Kalibrierungen eines Rastersondenmikroskops und eines induktiven Längenmesstasters durchgeführt. Es konnten dabei statische und dynamische Parameter bestimmt werden. Während die zunächst eingesetzte Positioniereinheit Abmessungen von $50\text{ mm} \times 60\text{ mm} \times 50\text{ mm}$ aufweist, erfüllt eine zweite mit Abmessungen von $50\text{ mm} \times 50\text{ mm} \times 25\text{ mm}$ alle Anforderungen an ein flexibles nanoskaliges Kalibriersystem. Das Kalibriersystem erreicht bei Kurzzeitmessungen Messunsicherheiten von $u_c = 3,4\text{ nm}$ bzw. $u_c = 0,81\text{ nm}$ und eignet sich als Ersatz und Ergänzung herkömmlicher körperlicher Normale für zahlreiche Kalibrieraufgaben der Nanomesstechnik.

Abstract

This dissertation deals with the basics of compact calibration systems for nanometer scale applications. They serve as standards for flexible static and dynamic calibrations of length measurement systems such as scanning probe microscopes, tactile and non-tactile probes, and roughness measurement devices. With its ability to change in height, the calibration system described in this dissertation allows not only for the calibration of static parameters, but can also be used for the calibration of dynamic parameters. It consists of a positioning stage to position a feature that can be probed by the calibrated device as well as a length measurement system traceable to the national standard.

Requirements on compact calibration systems as well as a prototype of a suitable calibration system are presented. Using a new type of fringe-counting laser interferometer to measure both length and angle, the prototype yields outstanding resolutions and low measurement uncertainties. Additional relevant components are hardware and software data processing systems as well as the MATLAB user interface.

The calibration system prototype that has been built within the scope of this dissertation has been used for calibrations of a scanning probe microscope and an inductive tactile probe to show both static and dynamic calibration capabilities. While a first positioning stage features a size of $50\text{ mm} \times 60\text{ mm} \times 50\text{ mm}$, the size of a second one has been reduced to $50\text{ mm} \times 50\text{ mm} \times 25\text{ mm}$. It complies to all requirements on flexible nanoscale calibration systems. The calibration systems' measurement uncertainties at short-term measurements are $u_c = 3,4\text{ nm}$ and $u_c = 0,81\text{ nm}$, respectively. It can therefore be used as a supplement as well as a substitution for common calibration standards in nanometrology to solve numerous calibration tasks.